

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



**Université Echahid Hamma Lakhdar-
El-Oued**
Faculté des Sciences et de la Technologie



Mémoire de Fin d'Etude
En vue de l'obtention du diplôme de
MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et de Technologies
Filière: Génie Électrique
Spécialité: Réseaux Électriques

Thème

**Commande de la puissance active et réactive
du GADA par la Méthode de mode glissant**

Encadré par :
Dr. Bekakra Youcef

Réalisé par :
Ben Nadji Hocine
Belloul Abdallah

Soutenu en septembre 2015

Remerciements

Avant tout, nous remercions Dieu Le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience, et la santé durant toutes ces longues années d'étude.

Nous adressons mes sincères remerciements à tous mes enseignants de L'université d' EL OUED , notamment à notre encadreur Dr.Youcef Bekakra d'avoir proposé le sujet sur lequel nous avons travaillé, et qui a assuré la direction et l'encadrement du travail présenté dans ce

Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de loin à réussir ce travail.

Mes vives salutations.

Sommaire

SOMMAIRE

Liste des symboles

Liste de figures

Liste des tableaux

Introduction Générale.....1

CHAPITRE I : Etude, Modélisation et simulation de GADA

I.1. Introduction:.....	5
I.2. Etat de l’art de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA):	5
I.3.Ladouble alimentation :.....	5
I.4.Principe de fonctionnement de la MADA [Abd97]:.....	6
I.4.1. Structure de la machine :.....	7
I.4.2. Modes de Fonctionnement de la MADA :.....	8
I.4.2.1. Fonctionnemet en Mode Moteur Hypo-Synchrone [Bek 10_1] :.....	8
I.4.2.2. Fonctionnement en Mode Moteur Hyper-Synchrone [Bek10_1]:...	9
I.4.2.3. Fonctionnement en Mode Générateur Hypo-Synchrone [Bek 10_1]:.....	10
I.4.2.4. Fonctionnement en Mode Générateur Hyper-Synchrone [Bek 10_1]:.....	10
I.5. Application de la MADA:.....	11
I.6. Avantages et inconvénients de la MADA:.....	13
I.6.1. Avantages de la MADA :.....	13
I.6.2. Inconvénients de la MADA :.....	13
I.7. Application de la machine asynchrone à double alimentation :.....	14
I.7.1. Application moteur:.....	14
I.7.2. Fonctionnement en Générateur :.....	14
I.8. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation:.....	16
I.8.1. Hypothèses et conventions [Sal07]:.....	17
I.8.2. Equations de la MADA :.....	17
I.8.2.1. Equations Electriques :	18
I.8.2.2. Equations magnétiques :.....	18
I.8.2.3. Equation mécanique:.....	19
I.8.3. Application de la Transformation de Park à la MADA :.....	19

Sommaire

I.8.4. Modèle de la MADA selon le système d'axes généralisé « d,q » :.....	21
I.8.4.1. Equations des tensions :.....	21
I.8.4.2. Equations des flux:.....	21
I.8.5. Choix du Référentiel [Bek 10_1]:.....	22
I.8.5.1 Référentiel Lié au Stator :.....	22
I.8.5.2 Référentiel Lié au Rotor :.....	22
I.8.5.3 Référentiel lié au champ tournant :.....	22
I.9. Simulations :.....	25
I.10. Le Schéma Bloc de Simulink :.....	25
I.10.1. Conditions de la simulation :.....	26
I.10.2. Interprétations :.....	26
I.11. Résultats de la Simulation :.....	26
I.12. Conclusion :.....	28

CHAPITRE II : Commande vectorielle du GADA

II.1. Introduction :.....	29
II.2. Alimentation de la MADA :.....	29
II.2.1. Modélisation et Commande de l'Onduleur à MLI :.....	29
II.2.2. Commande par Modulation Sinus-Triangle :.....	32
II.3. Commande vectorielle du MADA :.....	34
II.3.1. Principe de la commande vectorielle :.....	35
II.3.2. Procède d'orientation du flux [Mer 08]:	35
II.3.3. Commande vectorielle par orientation du flux statorique :.....	35
II.4. Principe de la commande vectorielle de la MADA :.....	37
II.5. Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique :.....	38
II.5.1. Choix du référentiel pour le modèle diphasé :.....	38
II.6. Commande directe des puissances active et réactive :.....	44
II.6.1. Dimensionnement du Régulateur PI :.....	45
II.6.2. Commande Indirecte des Puissances Active et Réactive :.....	47
II.6.2.1. Commande Indirecte sans Boucles des Puissances :.....	47
II.6.2.1.1. Découplage par Compensation :.....	47
II.6.2.1.2. Dimensionnement du Régulateur PI :.....	48
II.6.2.2. Commande Indirecte avec Boucles des Puissances :.....	50
II.7. Résultats de Simulation :.....	51

Sommaire

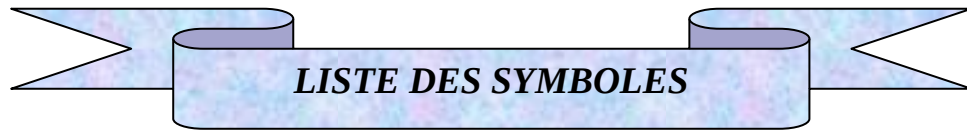
II.7.1. Résultats de Simulation des Commandes Directe et Indirecte du GADA:.....	51
II.7.1.1. Résultats de Simulation de la Commande Directe :.....	52
II.7.1.2. Résultats de Simulation de la Commande Indirecte:.....	53
II.7.1.2.1. Commande Indirecte sans Boucles des Puissances :.....	53
II.7.1.2.2. Commande Indirecte avec Boucles des Puissances :.....	54
II.8. Conclusion :.....	55

CHAPITRE III : Commande Par Mode Glissant Dans La GADA

III.1. Introduction :.....	56
III.2. Introduction aux systèmes de réglage à structure variable :.....	56
III.2.1. Historique :.....	56
III.2.2. Objectif de la commande par mode glissant :.....	57
III.2.3. Principe :.....	57
III.3. Différentes structures du contrôle par mode de glissement :.....	57
III.3.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande :.....	57
III.3.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état :..	58
III.3.3. Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Equivalente :	58
III.4. Théorie de la commande par mode de glissement :.....	59
III.5. Conception de l'Algorithme de Commande par Mode Glissant :.....	60
III.5.1. Choix de la Surface de Glissement :	60
III.5.2. Conditions d'Existence et de Convergence du Régime Glissant :.....	61
III.5.2.1. La Fonction Discrète de Commutation :.....	61
III.5.2.2. La Fonction de Lyapunov :	61
III.5.3. Détermination de la Loi de Commande :	62
III.6. Application de la Commande par Mode Glissant au Contrôle de la Puissance Active et Réactive du GADA :	65
III.6.1. Commande Directe par Mode Glissant du GADA :	66
III.6.1.1. Surface de Régulation de la Puissance Active Statorique P_s :.....	66
III.6.1.2. Surface de Régulation de la Puissance Réactive Statorique Q_s :....	67
III.6.2. Commande Indirecte par Mode Glissant du GADA :.....	69

Sommaire

III.6.2.1. Surface de Régulation du Courant Rotorique Quadrature i_{rq} :.....	69
III.6.2.2. Surface de Régulation du Courant Rotorique Directe i_{rd} :.....	70
III.7. Résultats de Simulation :	73
III.7.1. Résultats de Simulation à Vitesse Constante :.....	73
III.7.1.1. Commande Directe par SMC :.....	73
III.7.1.2. Commande Indirecte par SMC :.....	74
III .8. Conclusion :.....	75
Conclusion générale	76
Annexe	78
Références	79



NOTATIONS	
AC	Courant alternative
DC	Courant Continue
CV	Commande Vectorielle
DFIG	Doubly Fed Induction Generator
DFIM	Doubly Fed Induction Machine
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermée
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
FOC	Filed Oriented Control
MG	Mode Glissant
IAE	Integration Absolute Error
ISE	Integrated of Squared Error
ITAE	Integral Time Absolute Error
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MADA	Machine asynchrone à double alimentation
GADA	Générateur asynchrone à double alimentation
P	Constante de Laplace
K_p	Gain proportionnel
K_i	Gain integral
GADA	
$[x]_{sabc}$	Grandeurs statorique

Liste des symboles

$[X]_{rabc}$	Grandeurs rotorique
$[X]_{dq}$	Grandeurs dans le repère Park
$[\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]$	flux statoriques et rotoriques dans le repère de Park
$[i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}]$	Courants statoriques et rotoriques dans le repère de Park
$[V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}]$	tensions statoriques et rotoriques dans le repère de Park
$[\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}]$	flux statoriques dans le repère triphasé
$[\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}]$	flux rotoriques dans le repère triphasé
$[i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]$	Courants statoriques dans le repère triphasé
$[i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]$	Courants rotoriques dans le repère triphasé
$[Ap]$	Matrice de Park
T_s	Constante de temps statorique
R_s	Résistance d'un phase statorique
R	Résistance d'un phase rotorique
L_s	Inductance propre d'une phase statorique
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases du stator
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases du rotor
M_{sr}	La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une bobine statorique et une bobine rotorique

Liste des symboles

L_s	Inductance cyclique statorique
L_r	Inductance cyclique rotorique
L_m	Inductance mutuelle cyclique entre l'enroulement du stator et celle du rotor
L_{os}	Inductance homopolaire statorique
L_{or}	Inductance homopolaire rotorique
G	Glissement
P	nombre de paires de pôles
ω_s	Pulsation statorique
ω_r	Pulsation rotorique
ω_m	Pulsation mécanique
θ_s	Angle de stator
θ_r	Angle de rotor
C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
J	Moment d'inertie
F	Coefficient de frottement
σ	Coefficient de dispersion
T_r	Constant de temps rotorique
P_s	Puissance active statorique

Liste des symboles

Q_s	Puissance réactive statorique
P_j	Pertes joule
P_r	Réserve d'énergie
P_{el}	Puissance électromagnétique
P_r	Puissance rotorique
P_m	Puissance mécanique
Q_r	Puissance réactive rotorique
Q_{sr}	La somme des puissances réactives
S_r	Puissance apparente maximale du rotor
S_s	Puissance apparente maximale du stator
U	Tension composée
U_d	Tension redressée
V	Tension simple
Mode Glissant	
τ	Coefficient positif
u^{eq}	Commande équivalente (linéarisation exacte)
u^n	Commutation de la commande (stabilisante)
sat	Fonction de saturation
sgn	Fonction de signe
n	Ordre de système
$S, \sigma_s(x, t)$	Surface de glissement
X	Vecteur d'état

Liste des symboles

x_d	Vecteur d'état désiré
U	Vecteur de commande
e	Erreu
$[.]^T$	Vecteur transposé
Indices :	
" * "	Valeur de référence
" . "	Valeur dérivée

Liste des Figures



LISTE DES FIGURES

Liste des figures

Figure	Désignation	Chapitre	Page
Figure IG.1	Le classement mondial des pays producteur d'électricité par l'énergie éolienne [ZAR 11]		2
Figure IG.2	Carte annuelle de la vitesse moyenne du vent à 10m du sol [MER 08]		3
Figure 1	Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA	I	7
Figure 2	Cascade hypo-synchrone	I	8
Figure 3	Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.	I	9
Figure 4	Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.	I	9
Figure 5	Fonctionnement en mode génératrice hypo synchrone.	I	10
Figure 6	Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone.	I	10
Figure 7	MADA fonctionnant en moteur à vitesse variable hautes performances.	I	12
Figure 8	Comparaison de zone de fonctionnement en survitesse entre la machine à cage et la MADA [SAL 07].	I	13
Figure 9	Schéma d'un système utilisant une MADA en générateur alimenté par un seul convertisseur	I	15
Figure 10	Représentation de la MADA dans les deux repères. a) Représentation de la MADA dans le repère (abc) ; b) Représentation de la MADA dans (dq).	I	16
Figure 11	Modèle de la machine après transformation de Park.	I	20
Figure 12	Représentation de Park d'une machine asynchrone à double alimentation.	I	21
Figure 13	Choix du référentiel [Dri 05_2].	I	23
Figure 14	Schéma bloc du GADA sous Matlab/Simulink.	I	25
Figure 15	Le schéma bloc interne (<i>Subsystem</i>) du GADA sous Matlab/Simulink.	I	25
Figure 16	Les tensions statoriques et tensions rotoriques.	I	26

Liste des figures

Figure 17	Les courants statoriques Is et rotoriques Ir .	I	27
Figure 18	La puissance active Ps et puissance réactive Qs .	I	27
Figure 19	Figure I.19 Le courant Ird et courant Irq .	I	27
Figure 20	La tension Vrq et tension Vrd .	I	28
Figure 21	La vitesse de pulsation.	I	28
Figure 22	Le courant rotorique dans la phase a.	I	28
Figure 1	Schéma de l'association MADA-Onduleur de tension.	II	29
Figure 2	Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.	II	30
Figure 3	Schéma de principe de la commande MLI.	II	33
Figure 4	Schéma bloc de la commande MLI sous Matlab/Simulink.	II	34
Figure 5	Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant continu.	II	35
Figure 6	Illustration de l'orientation du flux statorique.	II	36
Figure 7	Principe de la commande vectorielle.	II	38
Figure 8	Orientation du flux statorique.	II	39
Figure 9	Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux statorique de la MADA alimentée en tension.	II	42
Figure 10	Schéma bloc du modèle simplifié de la MADA.	II	43
Figure 11	Schéma bloc de la commande directe de la puissance active et réactive du GADA.	II	44
Figure 12	Schéma bloc de la commande directe du GADA sous Matlab/Simulink.	II	45
Figure 13	Schéma de régulation des puissances P_s et Q_s .	II	45
Figure 14	Schéma bloc de la commande indirecte sans boucles des puissances du GADA.	II	48
Figure 15	Schéma bloc de la commande indirecte sans boucles des puissances du GADA sous Matlab/Simulink.	II	48
Figure 16	Schéma de régulation des courants i_{rd} et i_{rq} .	II	49
Figure 17	Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles des puissances du GADA.	II	50
Figure 18	Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles des puissances du GADA sous Matlab/Simulink.	II	51
Figure 19	Puissance active statorique de la commande directe.	II	52
Figure 20	Puissance réactive statorique de la commande directe.	II	52
Figure 21	Courants statoriques de la commande directe.	II	52

Liste des figures

Figure 22	Courants rotoriques de la commande directe.	II	52
Figure 23	Puissance active statorique de la commande indirecte sans boucle des puissances.	II	53
Figure 24	Puissance réactive statorique de la commande indirecte sans boucle des puissances.	II	53
Figure 25	Courants statoriques de la commande indirecte sans boucle des puissances.	II	54
Figure 26	Courants rotoriques de la commande indirecte sans boucle des puissances.	II	54
Figure 27	Courants statoriques de la commande indirecte avec boucle des puissances.	II	54
Figure 28	Courants rotoriques de la commande indirecte avec boucle des puissances.	II	54
Figure 29	Puissance active statoriques de la commande indirecte avec boucle des puissances.	II	55
Figure 30	Puissance réactive rotoriques de la commande indirecte avec boucle des puissances.	II	55
Figure 1	Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.	III	58
Figure 2	Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.	III	58
Figure 3	Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.	III	59
Figure 4	Convergence du système glissant.	III	59
Figure 5	Glissement idéal.	III	60
Figure 6	Glissement réel.	III	60
Figure 7	Interprétation de $\mathbf{U}_{eq}$.	III	63
Figure 8	Fonction sgn (Commande de type relais).	III	64
Figure 9	Fonction de <i>saturation</i> (commande adoucie).	III	65
Figure 10	Schéma fonctionnel de la commande directe par mode glissant appliquée au GADA.	III	68
Figure 11	Schéma fonctionnel de la commande directe par mode glissant appliquée au GADA sous l'environnement Matlab/Simulink.	III	68
Figure 12	Schéma bloc de sous-système "Commande Directe par SMC".	III	69
Figure 13	Schéma fonctionnel de la commande indirecte par mode glissant appliquée au GADA.	III	71
Figure 14	Schéma fonctionnel de la commande indirecte par mode glissant appliquée au GADA sous l'environnement Matlab/Simulink.	III	72
Figure 15	Schéma bloc de sous-système "Commande Indirecte par SMC".	III	72

Liste des figures

Figure 16	Puissance réactive statorique de la commande directe par SMC	III	74
Figure 17	Puissance active statorique de la commande directe par SMC	III	74
Figure 18	Courants rotoriques de la commande directe par SMC	III	74
Figure 19	Courants statoriques de la commande directe par SMC	III	74
Figure 20	Puissance réactive statorique de la commande indirecte par SMC	III	75
Figure 21	Puissance active statorique de la commande indirecte par SMC	III	75
Figure 22	Courants rotoriques de la commande indirecte par SMC	III	75
Figure 23	Courants statoriques de la commande indirecte par SMC	III	75



Liste des tableaux

Tableau	Désignation	Chapitre	Page
Tableau 1	Echelons des puissances active et réactive appliqués à chaque type de commande du GADA	II	52
Tableau 1	Echelons des puissances active et réactive appliqués à chaque type de commande SMC du GADA	III	73

Introduction

Générale



INTRODUCTION GENERALE

La production d'électricité consomme actuellement environ le tiers de l'énergie primaire mondiale et la part des énergies renouvelables n'est que de 36.8% . Il apparaît donc de façon flagrante que l'électricité, bien qu'énergie finale propre par excellence, contribue très largement à la dégradation de l'environnement ainsi à l'épuisement des ressources non renouvelables (combustibles fossiles et Uranium). C'est pourquoi, l'une des mesures pour préparer un développement réellement durable consiste à accroître la part des énergies renouvelables pour la production d'électricité.

Les pays industrialisés ont massivement fait appel aux centrales nucléaires pour satisfaire la demande toujours croissante de l'énergie électrique. Cette source d'énergie présente un facteur de charge record, mais le risque d'accident nucléaire, le traitement des déchets et le réchauffement local de la température de l'eau des fleuves utilisée pour refroidir les réacteurs sont des problèmes bien réels qui rendent cette énergie peu attractive pour les générations futures.

De ce fait, l'énergie éolienne apparaît en bonne place parmi les autres formes d'énergie renouvelable, non pour le remplacement des ressources conventionnelles, mais comme énergie complémentaire aux énergies traditionnelles.

Actuellement, plusieurs pays sont déjà résolument tournés vers l'énergie éolienne. C'est le cas des Etats Unis, première mondial avec une puissance éolienne installée de 35,15GW, l'Allemagne, numéro deux mondialement et le premier dans l'Union Européen avec 32.64 GW et l'Espagne avec 22.57 GW à la fin de l'année 2012. Sans oublier la Chine avec une capacité de production qui atteint les 31,10 GW seulement en quelques années après avoir adopté à l'investissement dans ce domaine. Un classement mondial des pays producteur d'électricité par l'énergie éolienne est présenté par le diagramme de la figure (IG. 1).

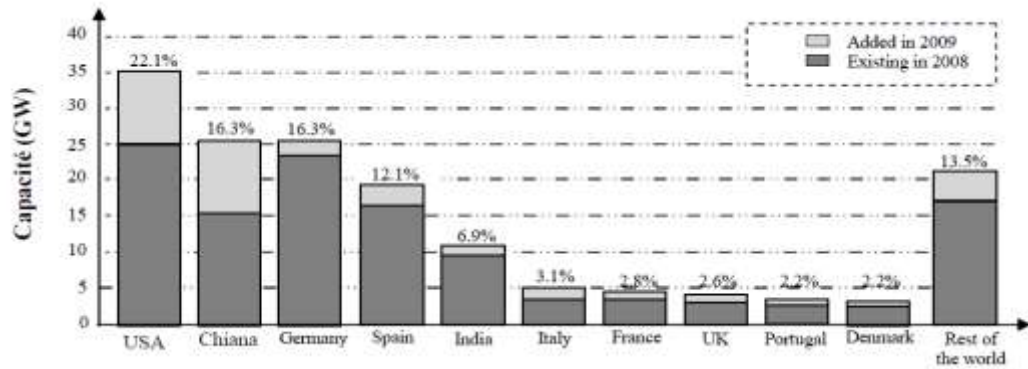


Figure IG.1 : Le classement mondial des pays producteurs d'électricité par l'énergie éolienne [ZAR 11]

Quant à notre pays, il dispose d'un potentiel considérable en énergie renouvelable techniquement exploitable. Les études faites sur ce sujet affirment la rentabilité de certains gisements tout en présentant un ensemble d'avantages précieux :

- Les énergies renouvelables constituent une solution économiquement viable pour fournir des services énergétiques aux populations rurales isolées notamment dans les régions du grand sud.
- Elles permettent aussi un développement durable avec un impact limité sur l'environnement contribuant à la préservation de nos ressources fossiles [MER 08].
- En ce qui concerne l'énergie éolienne en Algérie, la figure (IG.2) suivante montre que le régime de vent modéré (de 2 à 6 m/s) convient parfaitement pour le pompage de l'eau particulièrement sur les Hauts Plateaux et le Sahara.

Le potentiel énergétique est énorme sachant que la région d'Adrar se trouve dans un couloir de vent de 6 m/s. C'est pour cela que plusieurs éoliennes sont installées actuellement à Adrar [BEN 07]. L'énergie éolienne reste l'une des solutions les plus prometteuses des énergies renouvelables à développer avec l'énergie solaire en Algérie pour la production de l'électricité dans les sites isolés.

Dans le domaine éolien, la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), permet de fonctionner sur une large plage de vitesses de vent, et d'en tirer le maximum de puissance possible pour chaque vitesse de celui-ci. Son circuit statorique est connecté directement au réseau électrique, tandis que son circuit rotorique est relié au réseau par l'intermédiaire des convertisseurs de puissance. Etant donné que la puissance rotorique transitée est faible, le coût des convertisseurs s'en trouve réduit

par rapport à une éolienne à vitesse variable alimentée par le stator. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance.

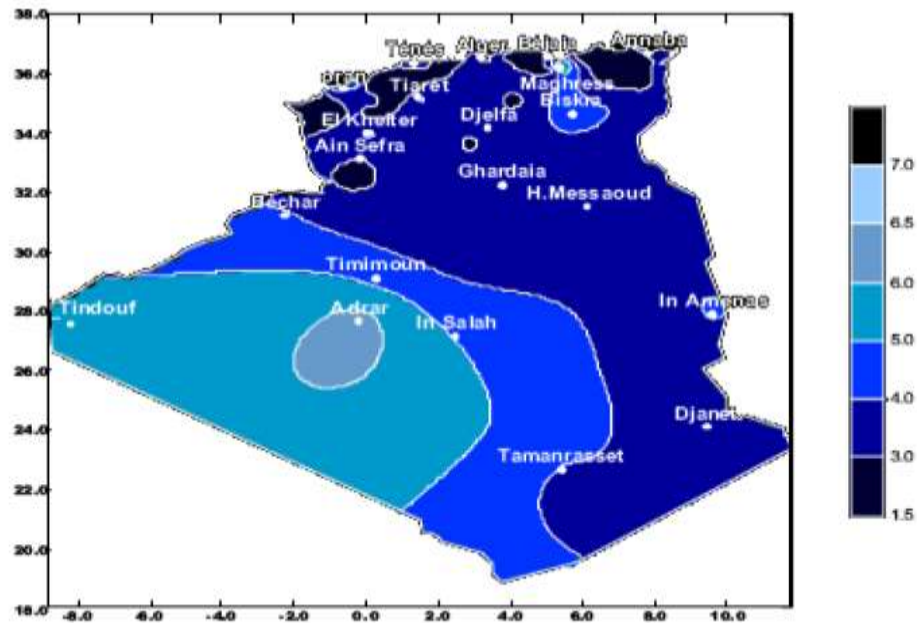


Figure IG.2 : Carte annuelle de la vitesse moyenne du vent à 10m du sol
[MER 08]

Une seconde raison est la possibilité de régler la tension de la génératrice au point de connexion.

Notre travail vise essentiellement à l'étude de système de production de l'énergie électrique en utilisant une machine asynchrone à double alimentation pilotée à travers les grandeurs rotoriques, et alimentée par un convertisseur MLI à deux niveaux.

La structure de notre mémoire est donnée comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la machine asynchrone à double alimentation on présentant en premier temps la topologie et les différentes configurations de cette machine en fonctionnement moteur et génératrice on précisant sa particularité par rapport aux machines classiques, ensuit la modélisation de la MADA. Enfin la simulation du fonctionnement de la machine en mode générateur.

Le deuxième chapitre sera consacré à la commande vectorielle pour la régulation de puissance active et réactive statorique de la MADA qui est entraînée par une vitesse fixe et variable.

Nous présentons dans le premier lieu le stator de la MADA et alimentée par une source triphasée et le rotor est connectée à un onduleur triphasé MLI, l'alimentation continue de l'onduleur est supposée constante. Dans le seconde lieu nous présentons le système complet constitué de : la machine asynchrone double alimentation et convertisseur.

Le troisième chapitre traite en premier lieu des rappels de notions de base sur la théorie de la commande par mode de glissement. L'objectif de cette commande est de contrôler indépendamment des puissances, active et réactive, générées par la MADA découplée par orientation du flux statorique. Les performances de la méthode seront justifiées par la simulation numérique.

Finalement, nous concluons ce travail par une conclusion générale et on propose quelques perspectives pour les futurs travaux de recherche.

Chapitre : I

Etude, Modélisation et simulation de GADA

I.1. Introduction :

La Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) a suscité un grand intérêt surtout en tant que génératrice dans le domaine des énergies renouvelables. En effet, à travers ce chapitre nous connaissons les raisons d'un tel engouement en commençant par décrire la structure de cette machine, exposer ses différents modes de fonctionnement et les configurations les plus utilisées tout en citant ses avantages et ses inconvénients.

Nous essayons d'aborder par la suite la modélisation en mode moteur et générateur, ceci a pour l'objectif la connaissance du comportement de ce type de machine dans ses différents régimes de fonctionnement, éventuellement lors de son contrôle (commande).

I.2. Etat de l'art de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA):

La littérature atteste du grand intérêt accordé à la machine asynchrone doublement alimentée. En tant que génératrice, dans le domaine des énergies renouvelables, la MADA présente bien des avantages : le convertisseur lié à l'armature rotorique pourra être, et sera, dimensionné au tiers de la puissance nominale du rotor, les pertes dans les semi-conducteurs sont faibles [Sal07].

Pour les applications moteur, la littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [Kho06].

I.3. La double alimentation :

L'une des solutions associant le convertisseur statique et la machine pour obtenir des vitesses variables est la machine asynchrone double alimentée (machine à induction double alimentée), (de l'anglais, DFIM : *Doubly Fed Induction Machine*), où le stator est connecté au réseau (50 HZ) et le rotor est alimenté à travers un convertisseur de fréquence. Elle apparaît comme une solution intéressante. Le système est réversible en vitesse et en couple, dans tous les cas, les vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones sont possibles et le système peut être utilisé dans le fonctionnement moteur et générateur. Ces caractéristiques favorisent l'utilisation de cette machine dans les processus industriels spéciaux demandant une haute performance dynamique. Elle a été déjà utilisée dans applications générales de haute puissance comme les laminoirs d'acier ou de fer, aussi bien que dans les applications de production d'énergie électrique où elle a donné des résultats satisfaisants [Cha04].

La double alimentation concerne les machines à courant alternatif ayant des enroulements statoriques et rotoriques biphasés ou triphasés. On utilise généralement le moteur asynchrone à rotor bobiné [Abd97].

Dans les moteurs à double alimentation est appliquée (recueillie) au niveau des enroulements du stator et du rotor. Les enroulements statorique sont directement alimentés par le réseau, alors que ceux du rotor sont alimentés à travers un régulateur de fréquence [Abd97].

I.4. Principe de fonctionnement de la MADA [Abd97]:

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices $f.m.m$ du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Du moment que le vecteur résultant de $f.m.m$ des enroulements statoriques tourne, dans l'espace, avec une vitesse angulaire $\omega_s = 2.\pi.f_s$ et que le rotor tourne à la vitesse ω_r par conséquent, pour satisfaire à cette condition, il faut que le vecteur $f.m.m$ de l'enroulement rotorique tourne par rapport au rotor avec la vitesse :

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r = \omega_s - \omega_s(1 - g) = \omega_s.g \quad \text{I.1}$$

Où :

g : est le coefficient de glissement.

ω_g : est la vitesse angulaire de glissement.

C'est-à-dire proportionnellement au glissement g ; si la vitesse du moteur est inférieure à la vitesse du synchronisme, les sens de rotation sont identiques ; dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à celle du synchronisme les sens seront opposés.

Pour que la rotation du vecteur $f.m.m$ par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement doit avoir une fréquence f_r , définie à partir de $\omega_s.g = 2.\pi.f_r$; c'est à dire :

$$f_r = g.f_s \quad \text{I.2}$$

Dans les machines synchrones dont l'excitation est assurée par une source continue, le courant dans l'enroulement possède une fréquence $f_r = 0$. A partir de l'équation (I.1) et (I.2), on voit qu'il n'y a qu'une seule vitesse synchrone ω_s ($g = 0$).

I.4.1. Structure de la machine :

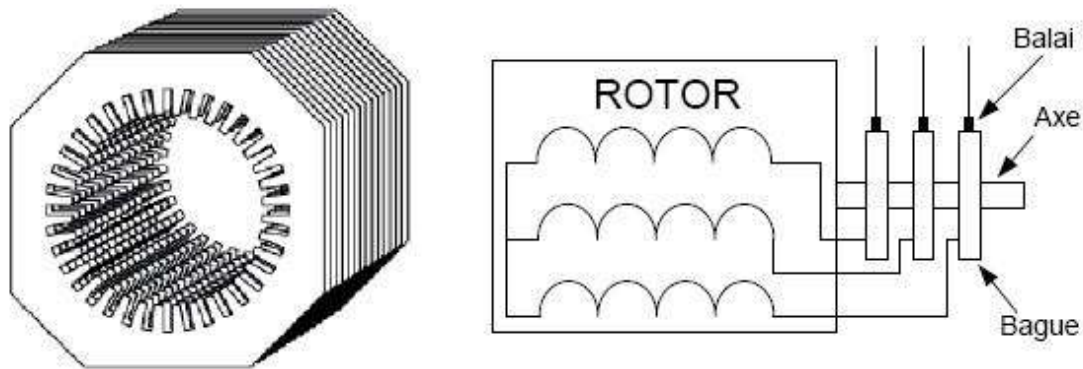


Figure I.1 Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.

Connue depuis 1899[Dri05-1], [Dri05-2], il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [Elb09]. La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures ; la machine asynchrone à double alimentation, MADA, présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [Elb09] (Figure I.1). Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs autonomes en général.

En fonctionnement moteur, le premier intérêt de la machine asynchrone à rotor bobiné a été de pouvoir modifier les caractéristiques du bobinage rotorique de la machine, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant et d'augmenter le couple durant le démarrage, ainsi que de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse. Plutôt que de dissiper l'énergie rotorique dans des résistances, l'adjonction d'un convertisseur entre le bobinage rotorique et le réseau permet de renvoyer cette énergie sur le réseau (énergie qui est normalement dissipée par effet joule dans les barres si la machine est à cage). Le rendement de la machine est ainsi amélioré. C'est le principe de la cascade hypo-synchrone (Figure I.2) [Poi03].

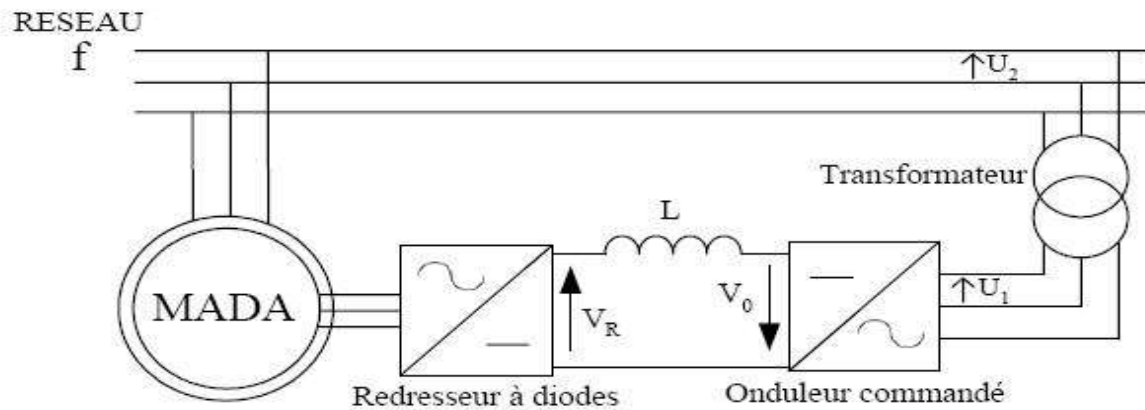


Figure I.2 Cascade hypo-synchrone

La machine asynchrone à double alimentation est aussi couramment appelée machine généralisée car sa structure permet de considérer son comportement physique de façon analogue à une machine synchrone à la différence près que le rotor n'est plus une roue polaire alimentée en courant continu ou un aimant permanent mais il est constitué d'un bobinage triphasé alimenté en alternatif. Ce fonctionnement peut être éventuellement résumé par le terme de :

“ Machine synchrone à excitation alternative ” [Poi03].

I.4.2. Modes de Fonctionnement de la MADA :

Seul le mode de fonctionnement avec le stator directement connecté au réseau et le rotor alimenté par un convertisseur nous concerne dans cette thèse.

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur [Boy 06_1].

Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [Bek 10_1].

La MADA est parfaitement commandable si toutefois le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor. Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, il y a à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine.

I.4.2.1. Fonctionnement en Mode Moteur Hypo-Synchrone [Bek 10_1] :

La figure I.3 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement

moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor.

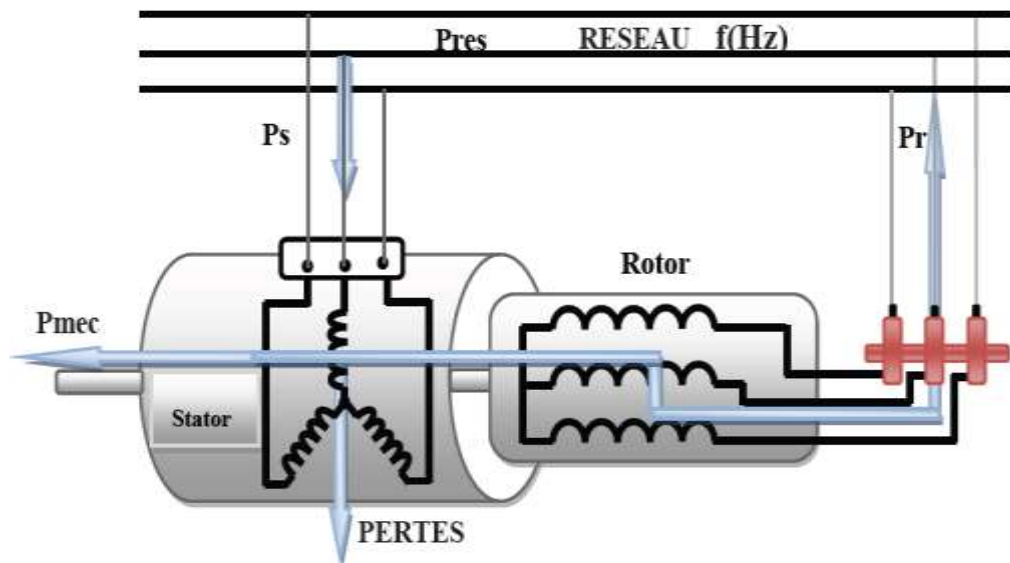


Figure I-3 Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.

I.4.2.2. Fonctionnement en Mode Moteur Hyper-Synchrone [Bek 10_1]:

La figure I.4 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement.

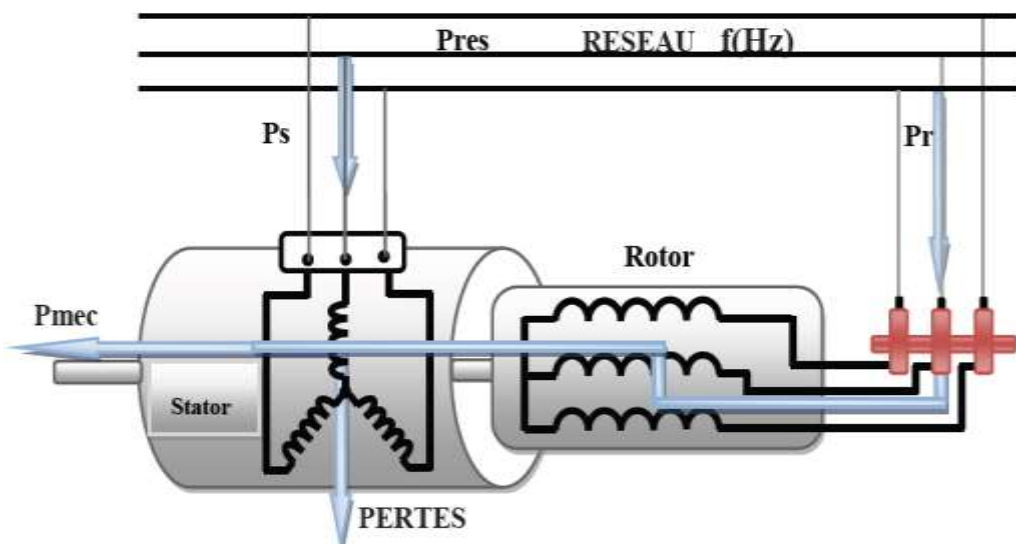


Figure I-4 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.

I.4.2.3. Fonctionnement en Mode Générateur Hypo-Synchrone [Bek 10_1]:

La figure I.5 montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est alors absorbée par le rotor. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

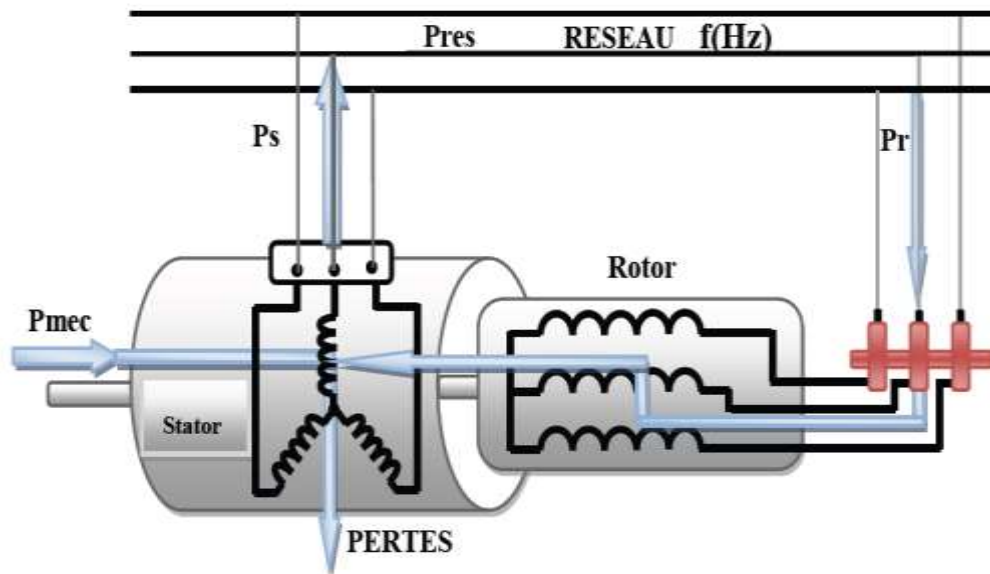


Figure I-5 Fonctionnement en mode génératrice hypo synchrone.

I.4.2.4. Fonctionnement en Mode Générateur Hyper-Synchrone [Bek 10_1]:

La figure I.6 montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor.

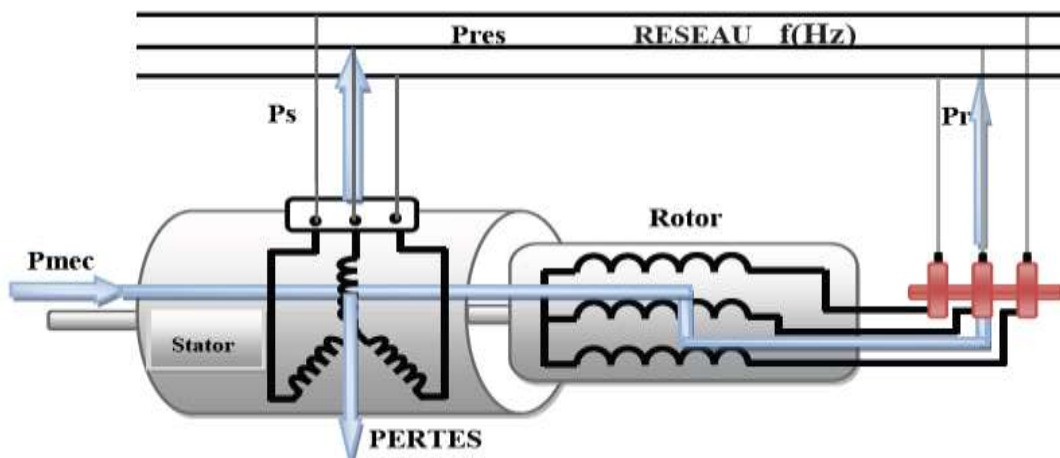


Figure I-6 Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone.

On peut donc remarquer que la MADA a deux principaux avantages sur la machine à cage classique : la production de puissance électrique quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper synchronisme) et la récupération de la puissance de glissement [Bek 10_1].

I.5. Application de la MADA :

Les machines à bagues à courant alternatif ont été réalisées dans le passé en diverses variantes, dont quelques usines ont débouché sur des applications industrielles importantes.

Parmi les nombreuses utilisations de la machine, celle qui nous intéresse particulièrement est la machine à double alimentation.

La machine à double alimentation s'apparente fortement, du point de vue technologie, à la machine asynchrone à rotor bobiné classique, il ne s'agit pas d'une nouvelle structure, car cette dernière est toujours d'actualité. Son utilisation est préférée pour ses propriétés de réglage de la vitesse par action sur des résistances placée dans le circuit rotorique, ou encore sa possibilité de démarrer sans demander un courant important du réseau. Ces machines sont donc classiques, et ne posent pas de problèmes particuliers de réalisation [Cha04].

La première application importante de la MADA est le fonctionnement moteur sur une grande plage de variation de la vitesse. Dans les machines synchrones classiques et asynchrones à cage d'écureuil, la vitesse de rotation est directement dépendante de la fréquence des courants des bobinages statoriques. La solution classique permettant alors le fonctionnement à vitesse variable consiste à faire varier la fréquence d'alimentation de la machine. Ceci est généralement réalisé par l'intermédiaire d'un redresseur puis d'un onduleur commandé. Ces deux convertisseurs sont alors dimensionnés pour faire transiter la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques [Poi03]. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur.

La même philosophie peut être appliquée au fonctionnement en génératrice dans lequel l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [Poi03]:

- ✓ Génération des réseaux de bord des navires ou des avions,
- ✓ Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable,
- ✓ Eoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable,

- ✓ Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

Une troisième application de la MADA consiste à faire fonctionner celle-ci en moteur à vitesse variable à hautes performances avec deux convertisseurs : un au rotor et un au stator (Figure I.7).

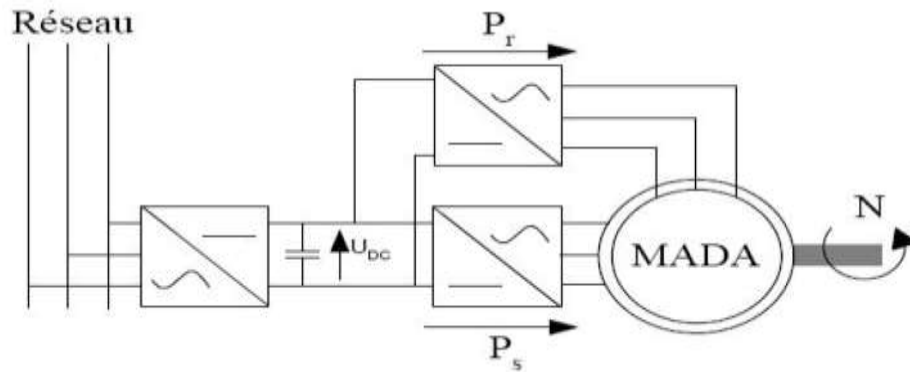


Figure I.7 MADA fonctionnant en moteur à vitesse variable hautes performances.

Ce dispositif permet de faire varier la vitesse de rotation depuis l'arrêt jusqu'à la vitesse nominale à couple constant et depuis la vitesse nominale jusqu'à six fois celle-ci à puissance constante. Ce mode de fonctionnement présente de nombreux avantages :

- ✓ La commande vectorielle permet une bonne maîtrise du flux et du couple sur toute la plage de variation et confère une dynamique particulièrement élevée.
- ✓ Le système se prête très bien aux applications nécessitant d'excellentes propriétés de freinage puisqu'il suffit d'inverser le sens du champ tournant au rotor.
- ✓ Les fréquences d'alimentation sont partagées entre le stator et le rotor, limitant ainsi la fréquence maximale de sortie requise par chaque convertisseur et les pertes fer de la machine.
- ✓ Les puissances traversant les convertisseurs sont également partagées entre stator et rotor évitant ainsi le surdimensionnement de ces convertisseurs.

La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que [Elb09], [Vid04]:

- ✓ La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines ;
- ✓ La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime ;
- ✓ Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc.

I.6. Avantages et inconvénients de la MADA :

Nous introduisons succinctement dans ce paragraphe les avantages et les quelques inconvénients de la Machine Asynchrone à Double Alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable [Sal07].

I.6.1. Avantages de la MADA :

Parmi ses nombreux avantages, nous citons :

- ✓ La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- ✓ La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale.
- ✓ La MADA se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants (de l'ordre de 1 à 6).

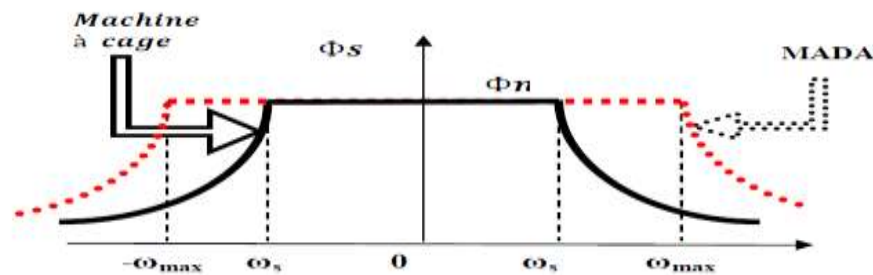


Figure I-8 Comparaison de zone de fonctionnement en survitesse entre la machine à cage et la MADA [SAL 07].

I.6.2. Inconvénients de la MADA :

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants :

- Machine plus volumineuse que celle de la machine asynchrone classique, généralement elle est plus longue à cause des balais ;
- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.

Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur) [Sal07].

- Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, ce dernier est la stabilité notamment en boucle ouverte. En effet, dans le cas de la machine asynchrone conventionnelle celle-ci est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la vitesse par la fréquence du stator. Par conséquent, les deux forces magnétomotrices du stator et du rotor deviennent synchronisées. Mais dans le

cas de la machine asynchrone à double alimentation, la rotation des forces magnétomotrices devient fonction des fréquences imposées par les deux sources d'alimentation externes. De ce fait, une certaine synchronisation entre elles est exigée afin de garantir une stabilité à la machine [Elb09].

I.7. Application de la machine asynchrone à double alimentation :

La machine asynchrone doublement alimentée est utilisée dans diverses applications soit en mode moteur ou en mode générateur. Nous citerons, dans ce qui suit, les applications plus envisagées dans l'industrie.

I.7.1. Application moteur :

La MADA représente une nouvelle solution dans le domaine des entraînements de forte puissance, notamment ceux exigeant un large domaine de fonctionnement étendu à puissance constante et une grande plage de variation de la vitesse [KHO 06] comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime.

I.7.2. Application génératrice :

Grâce à sa capacité de fonctionner dans une large gamme de vitesses, la MADA est devenue la solution adaptée pour l'énergie éolienne. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet d'avoir des tensions statoriques à fréquence et amplitude fixes quel que soit la vitesse de rotation de son arbre. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée.

- Génération des réseaux de bord des navires ou des avions [KHA] ;
- Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable ;
- Eoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable ;
- Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

I.7.2.1 Fonctionnement en Générateur :

Cette configuration qui est l'objectif de notre travail, est largement répondue dans les applications à vitesse variable. Elle consiste à connecter le stator de la MADA directement au réseau, alors que le rotor est alimenté par un convertisseur AC/AC (figure I.9). En plus, cette dernière offre la possibilité d'avoir une commande découplée de la puissance active et réactive, de même qu'elle a un coût d'investissement réduit par rapport aux autres configurations [Den 10]. Ces avantages expriment l'utilisation très vaste de cette configuration de la MADA dans l'industrie et surtout dans les domaines des éoliennes à vitesse variable. La configuration

considérée utilise des différents types des convertisseurs de puissances qui seront exposés par la suite [Leo 97], [Per 04], [Kho 06], [Sal 07].

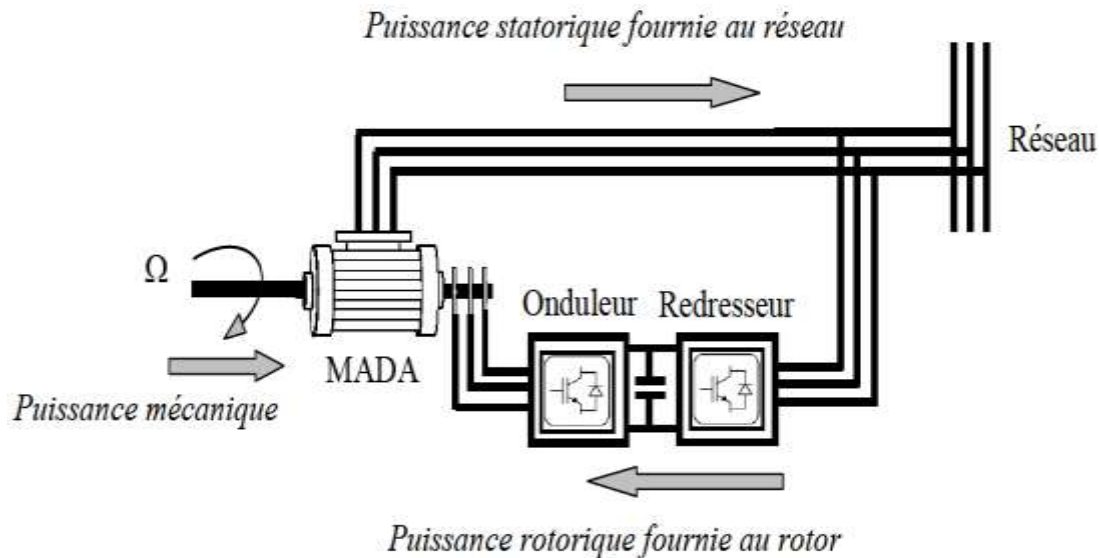


Figure I.9 Schéma d'un système utilisant une MADA en générateur alimenté par un seul convertisseur

Yamamoto et Motoyoshi [Yam 91] étudient le cas d'une MADA en fonctionnement générateur dont le stator est couplé au réseau et le rotor alimenté par un cycloconvertisseur. Cette machine est dédiée à des applications du type hydroélectricité et éolien. Son étude porte principalement sur le contrôle de la puissance active et réactive statorique ainsi que sur les formes d'ondes des courants de la machine. L'analyse spectrale des courants statoriques et rotoriques permet d'affirmer que certaines harmoniques du courant rotorique sont transmises à l'enroulement statorique ce qui change le spectre des fréquences des courants de ce dernier. Des résultats expérimentaux sont présentés afin de valider l'étude proposée.

Dittrich [Dit 01] s'intéresse à la qualité de la puissance d'une MADA dédiée à une application du type éolien. Pour cela, il propose d'améliorer la qualité des courants délivrés par la MADA en compensant leurs harmoniques. Il associe la présence d'harmoniques dans les courants à deux raisons : la distorsion de la tension réseau et la distribution non-sinusoïdale du flux dans la machine. Il propose alors de réduire les harmoniques des courants par les méthodes de compensation dues à des effets secondaires. Il présente des résultats expérimentaux pour les courants avec et sans compensation pour des essais sur une machine de 4 kW et montre l'amélioration des formes d'ondes des courants et des analyses spectrales de ces mêmes courants témoignant de l'efficacité de la méthode proposée.

Concernant les stratégies de commande, la littérature permet de remarquer que la principale stratégie utilisée est le contrôle vectoriel par orientation soit du flux statorique soit de la tension statorique. Le principal objectif est de contrôler indépendamment la puissance active et la puissance réactive, tant au stator qu'au rotor. On s'intéresse aussi aux performances de la MADA ainsi qu'à sa stabilité et à la robustesse de la stratégie de commande face aux variations paramétriques de la machine. Ces études proposent des contrôles avec ou sans capteur de position et de vitesse en utilisant différentes méthodes d'estimation de la vitesse ou de la position du rotor de la machine. Dans ce cadre on peut citer :

SOENS, [Soe 03], se base sur le modèle dynamique d'une MADA dédiée aux applications éoliennes et dont la puissance est de 850 kW. Il étudie le courant et la tension rotorique en fonction de la vitesse et de la puissance active et réactive. En conclusion, il tire que le courant est un facteur limitant les puissances du stator mais n'a pas d'influence sur la variation de la vitesse de la machine. De plus, il retient que la tension rotorique est un facteur limitant de la zone de variation de la vitesse mais a peu d'influence sur les puissances au stator.

PENA dans [Pen 96_1] et [Pen 96_2], présente l'étude de la MADA en fonctionnant génératrice associée à une éolienne. Les enroulements statoriques sont reliés à un réseau triphasé, une association redresseur MLI - onduleur MLI au rotor. L'avantage d'une telle structure est qu'elle permet le réglage indépendant des puissances fournies par l'alimentation et le fonctionnement dans une grande plage de vitesse.

I.8. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation :

Comme nous l'avons précédemment vu, la machine asynchrone à double alimentation est une machine asynchrone classique à rotor accessible et identique au stator. Donc, le modèle de la MADA est le même que celui de la MAS avec l'exception des tensions rotoriques non nulles.

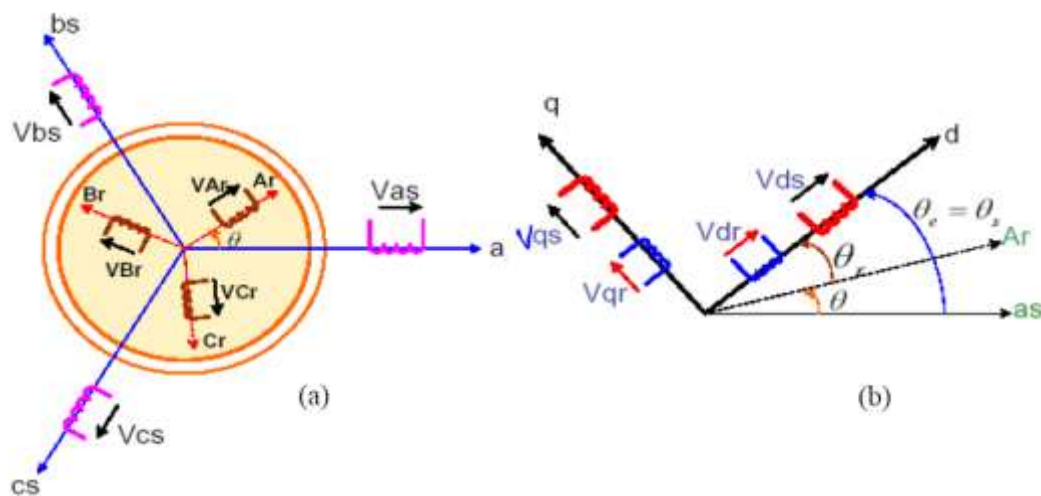


Figure I-10 Représentation de la MADA dans les deux repères.

- Représentation de la MADA dans le repère (abc) ;
- Représentation de la MADA dans (dq).

Telle que :

a_s, b_s, c_s : correspondent aux trois phases du stator.

a_r, b_r, c_r : correspondent aux trois phases du rotor.

Les deux axes O_d et O_q , sont perpendiculaires et serviront à transformer les équations de la machine. Leurs positions peuvent être quelconques vue l'isotropie du stator et du rotor.

$$"O_{as}, O_d = \theta_s", "O_{ar}, O_d = \theta_r", "O_{as}, O_{ar} = \theta_s - \theta_r = \theta".$$

$$"O_{as}, O_d = \theta_s", "O_{ar}, O_d = \theta_r", "O_{as}, O_{ar} = \theta_s - \theta_r = \theta".$$

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad \text{I.3}$$

Avec : $\omega = P.\Omega$

ω est la vitesse de rotation angulaire mécanique, et P c'est le nombre de paires de pôles.

I.8.1. Hypothèses et conventions [Sal07]:

Pour simplifier l'étude de la machine asynchrone idéalisée, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✓ Nous supposons que la machine est constituée d'un stator et d'un rotor cylindrique et coaxiaux dont les enroulements sont symétriques triphasés et répartis d'une façon sinusoïdale dans les encoches. Les trois enroulements statoriques, respectivement rotoriques, sont supposés identiques.
- ✓ Nous supposons que l'épaisseur de l'entrefer est uniforme ce qui conduit à une perméance d'entrefer constante.
- ✓ Nous négligeons la saturation du circuit magnétique ainsi que son hystérésis, ce qui permet de définir des inductances constantes.
- ✓ Nous supposons que l'induction dans l'entrefer est à répartition sinusoïdale.
- ✓ Nous supposons que la composante homopolaire du courant est nulle.
- ✓ Nous tenons compte des fondamentaux des grandeurs alternatives seulement.
- ✓ Nous ne tenons compte que des pertes joules dans la machine. Nous négligeons les pertes fer.

I.8.2. Equations de la MADA :

Soit une machine asynchrone triphasé au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure I.10 et dont les phases sont repères respectivement a_s, b_s, c_s et a_r, b_r, c_r et l'angle

électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétique des phases ar et as choisis comme axes de référence [Laa08].

I.8.2.1. Equations Electriques :

La MADA est représentée par les équations des phases statoriques et rotoriques suivantes:

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad \text{I.4}$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad \text{I.5}$$

$[V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T ; [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$: Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques,

$[i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T ; [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$: Vecteurs des courants statoriques et rotoriques,

$[\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^T ; [\phi_{ar} \ \phi_{br} \ \phi_{cr}]^T$: Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques,

$R_s ; R_r$: sont respectivement la résistance statorique et rotorique,

I.8.2.2. Equations magnétiques :

Les expressions des flux en fonction des courants statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad \text{I.6}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad \text{I.7}$$

Avec:

$L_s ; L_r$: Inductances propres statoriques et rotoriques,

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques,

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques,

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor [Bou06] :

$$[M_{sr}] = [M_0] \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad \text{I.8}$$

Avec :

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor (leurs axes magnétiques sont, alors, alignés).

Il est clair que l'écriture de V_{as} et V_{ar} en fonction des courants conduit à un système d'équations dont les coefficients sont variables dans le temps ; d'où la complexité de leur résolution pour résoudre ce problème, on a recourt à la transformation de Park qui s'impose alors comme alternative dans le but d'obtenir un modèle équivalent plus simple à manipuler.

I.8.2.3. Equation mécanique :

$$C_e - C_r = j \frac{d \omega_m}{dt} \Rightarrow \dot{\omega}_m = \frac{1}{j} (C_e - C_r) \quad \text{I.9}$$

I.8.3. Application de la Transformation de Park à la MADA :

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q . Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs d_s, q_s, d_r, q_r dont les axes magnétiques sont liés aux axes $(d-q)$ conformément à la figure I.11 [Bek 10_1].

On désire transformer les enroulements de la MADA triphasée en des enroulements biphasés orthogonaux équivalents selon les axes $(d-q)$ lié au champ tournant ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire :

- Direct selon l'axe (d).
- Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- Homopolaire (o).

Dans le cas d'un système de courant, la transformation s'écrit :

$$[I_{dqo}] = [P] \cdot [I_{abc}] \quad I.10$$

et

$$[I_{abc}] = [P]^{-1} \cdot [I_{dqo}] \quad I.11$$

Celle des tensions :

$$[V_{dqo}] = [P] \cdot [V_{abc}] \quad I.12$$

et

$$[V_{abc}] = [P]^{-1} \cdot [V_{dqo}] \quad I.13$$

La transformation des flux :

$$[\Phi_{dqo}] = [P] \cdot [\Phi_{abc}] \quad I.14$$

et

$$[\Phi_{abc}] = [P]^{-1} \cdot [\Phi_{dqo}] \quad I.15$$

Ou

$$[V_{dqo}] = [V_d, V_q, V_o]^T \quad I.16$$

$$[I_{dqo}] = [I_d, I_q, I_o]^T \quad I.17$$

$$[\Phi_{dqo}] = [\Phi_d, \Phi_q, \Phi_o]^T \quad I.18$$

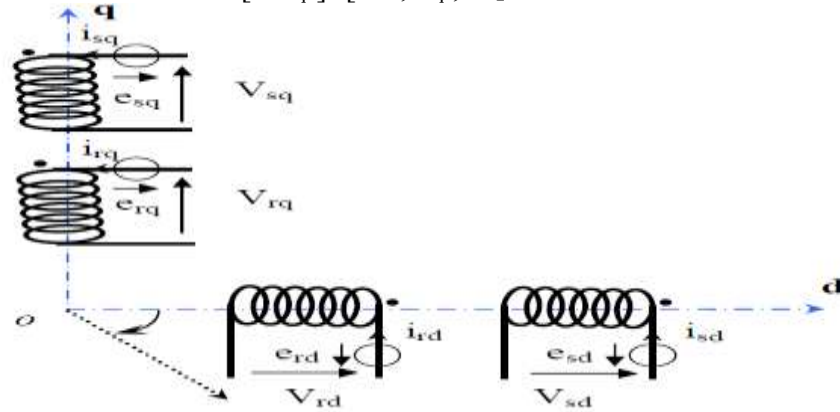


Figure I.11 Modèle de la machine après transformation de Park.

Avec $[P]$ la matrice de transformation de Park qui s'écrit par [Abd 97] :

$$[P] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad I.19$$

et $[P]^{-1}$ la matrice de transformation de Park inverse qui s'écrit par :

$$[P]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad I.20$$

$$[V_{dqo}] = [V_d, V_q, V_o]^T \quad \text{I.21}$$

$$[I_{dqo}] = [I_d, I_q, I_o]^T \quad \text{I.22}$$

I.8.4. Modèle de la MADA selon le système d'axes généralisé « d,q » :

Nous appliquons à la machine à double alimentation, représentée par la figure I.12, la transformation de Park.

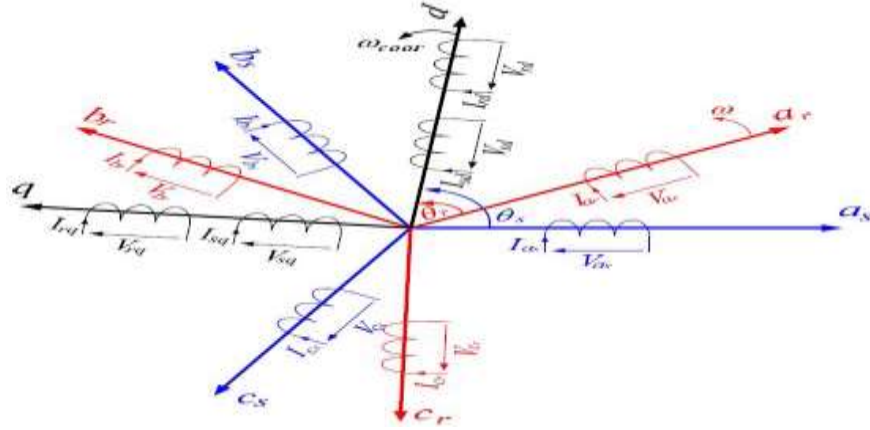


Figure I.12 Représentation de Park d'une machine asynchrone à double alimentation.

I.8.4.1. Equations des tensions :

Après l'application de la transformation de Park pour l'équation (I.4) du stator et l'équation (I.5) du rotor, les expressions des tensions statoriques et rotoriques suivant l'axe **(d,q)** sont données par :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_{coor} \cdot \phi_{sq} \end{cases} \quad \text{I.23}$$

$$\begin{cases} V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_{coor} \cdot \phi_{sd} \end{cases} \quad \text{I.24}$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_{coor} - \omega) \cdot \phi_{rq} \end{cases} \quad \text{I.25}$$

$$\begin{cases} V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_{coor} - \omega) \cdot \phi_{rd} \end{cases} \quad \text{I.26}$$

Avec:

ω_{coor} : Pulsation du référentiel d'axe (d,q) ;

ω : Pulsation mécanique du rotor.

I.8.4.2. Equations des flux :

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions, on applique cette transformation sur les équations des flux statoriques et rotoriques, on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sd} = L_s.i_{sd} + M.i_{rd} \end{array} \right. \quad \text{I.27}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sq} = L_s.i_{sq} + M.i_{rq} \end{array} \right. \quad \text{I.28}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{rd} = L_r.i_{rd} + M.i_{sd} \end{array} \right. \quad \text{I.29}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{rq} = L_r.i_{rq} + M.i_{sq} \end{array} \right. \quad \text{I.30}$$

Avec :

$M = \frac{3}{2}.M_0$: Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

I.8.5. Choix du Référentiel [Bek 10_1]:

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone à double alimentation, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) [Abd97].

Dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles.

I.8.5.1. Référentiel Lié au Stator :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{coor} = 0$).

Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

I.8.5.2. Référentiel Lié au Rotor :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω . donc ($\omega_{coor} = \omega = P. \Omega$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.

I.8.5.3. Référentiel lié au champ tournant :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où ($\omega_{coor} = \omega_s$) ; ($\omega_r = \omega_s - \omega$). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

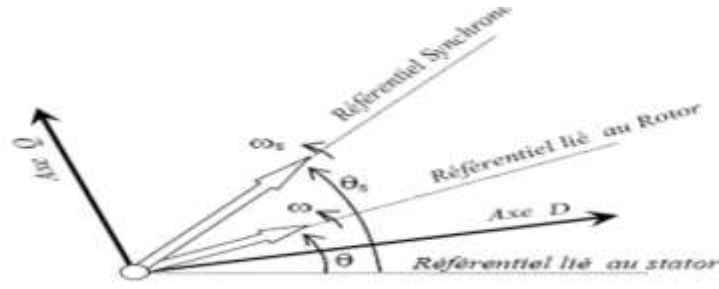


Figure I.13 Choix du référentiel [Dri 05_2].

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant ($\omega_{cor} = \omega_s$) pour la modélisation et la commande de la MADA.

Alors, le modèle électrique général de la machine asynchrone obtenue en utilisant la transformation de Park est donné par les équations suivantes [Aou 09], [Bek 11], [Bek 13_3]:

Les tensions statoriques et rotoriques:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \cdot \phi_{sq} \end{cases} \quad \text{I.31}$$

$$\begin{cases} V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \cdot \phi_{sd} \end{cases} \quad \text{I.32}$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{rq} \end{cases} \quad \text{I.33}$$

$$\begin{cases} V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{rd} \end{cases} \quad \text{I.34}$$

Les flux statoriques et rotoriques:

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \end{cases} \quad \text{I.35}$$

$$\begin{cases} \phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \end{cases} \quad \text{I.36}$$

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \end{cases} \quad \text{I.37}$$

$$\begin{cases} \phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{cases} \quad \text{I.38}$$

Les puissances actives et réactives statoriques et rotoriques sont définies comme suit :

$$\begin{cases} P_{sd} = V_{sd} \cdot i_{sd} + V_{sq} \cdot i_{sq} \\ Q_{sd} = V_{sq} \cdot i_{sd} - V_{sd} \cdot i_{sq} \end{cases} \quad \text{I.39}$$

$$\begin{cases} P_{rd} = V_{rd} \cdot i_{rd} + V_{rq} \cdot i_{rq} \\ Q_{rd} = V_{rq} \cdot i_{rd} - V_{rd} \cdot i_{rq} \end{cases} \quad \text{I.40}$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = P \frac{M}{L_s} (\phi_{sd} \cdot i_{rq} - \phi_{sq} \cdot i_{rd}) \quad \text{I.41}$$

La fréquence de la tension statorique étant imposée par le réseau électrique, la pulsation des courants rotoriques est donnée par :

$$\omega_r = \omega_s - p \cdot \Omega \quad \text{I.42}$$

Où ω_s représente la pulsation des courants statoriques en rad/s.

Les angles θ_s et θ_r sont obtenus respectivement par intégration de ω_s et ω_r .

$$\begin{cases} \theta_s = \int_0^t \omega_s \cdot dt \\ \theta_r = \int_0^t \omega_r \cdot dt \end{cases} \quad \text{I.43}$$

I.9. Simulation :

On essaie de valider maintenant le modèle de la machine asynchrone doublement alimentée décrit par les équations trouvées avec la transformation de Park liée au champ tournant citées auparavant. Les paramètres de la MADA utilisée sont cités à l'annexe.

I.10. Le Schéma Bloc de Simulink :

Le schéma bloc du GADA sous Matlab/Simulink est représenté par la figure I.14

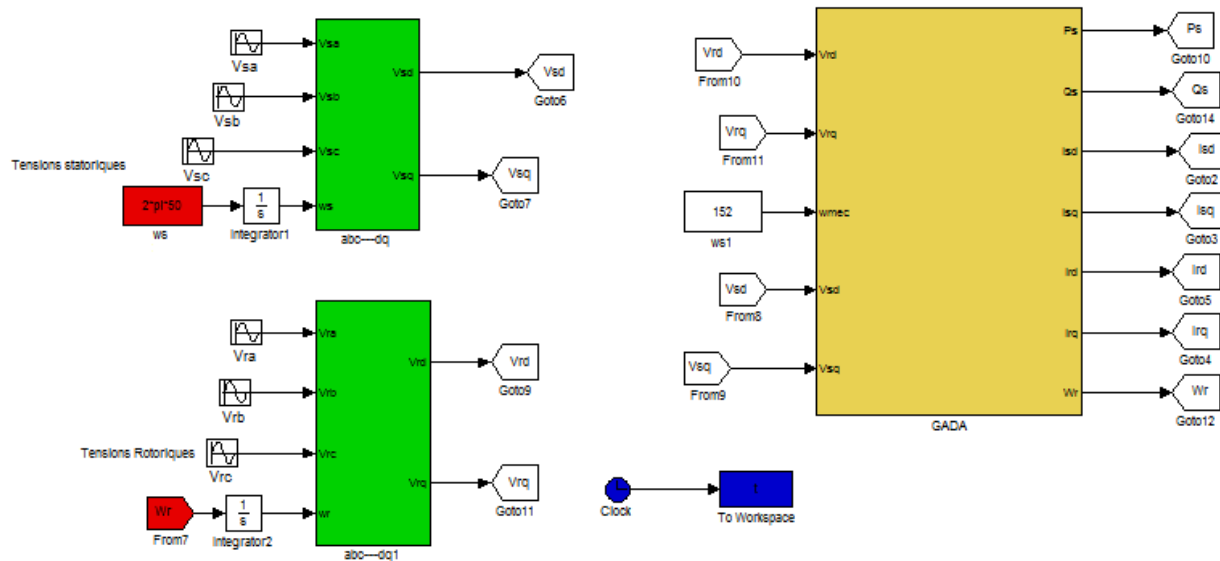


Figure I.14 Schéma bloc du GADA sous Matlab/Simulink.

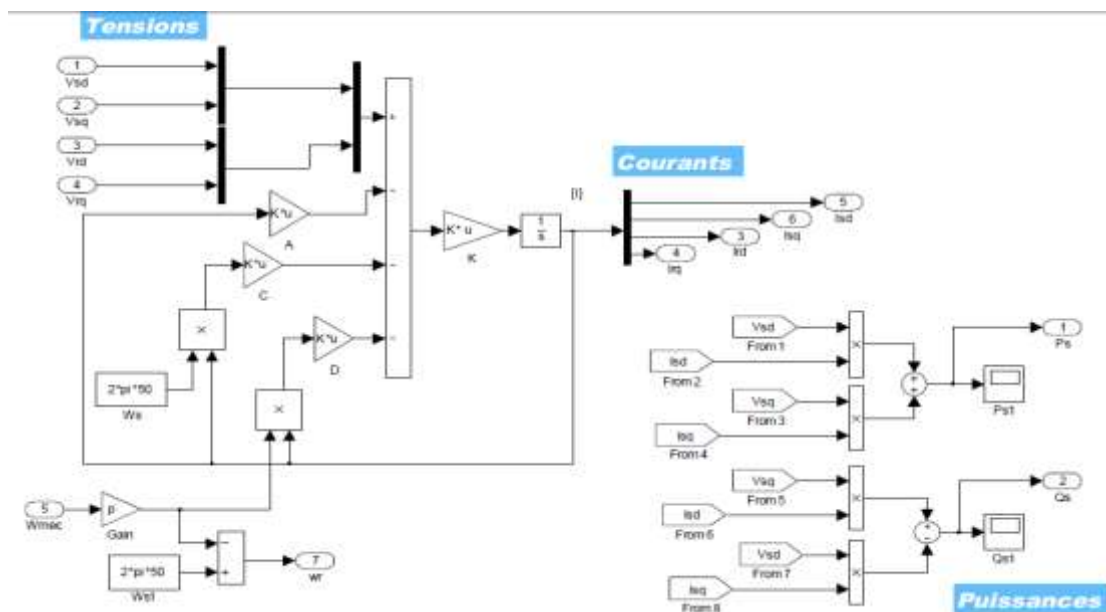


Figure I.15 schéma bloc interne (Subsystem) du GADA sous Matlab/Simulink.

Où les Matrices A, B, C, D et K sont :

```
A = [Rs 0 0 0; 0 Rs 0 0; 0 0 Rr 0; 0 0 0 Rr];
B = [Ls 0 M 0; 0 Ls 0 M; M 0 Lr 0; 0 M 0 Lr];
K = inv(B); % (inv : inverse).
C = [0 -Ls 0 -M; Ls 0 M 0; 0 -M 0 -Lr; M 0 Lr 0];
D = [0 0 0 0; 0 0 0 0; 0 M 0 Lr; -M 0 -Lr 0];
```

I.10.1. Conditions de la simulation :

En premier temps aucune charge n'est appliquée. La machine est entraînée par une vitesse près du synchronisme égale à 1452 tr/min ; La MADA utilisée est de 4KW de puissance alimentée directement par une source de tension de 220/380V à 50Hz et de 12V à 1.6Hz au stator et au rotor respectivement.

I.10.2. Interprétations :

Au regard de la figure (I.16), on peut remarquer que la tension statorique et rotorique ont des fréquences différentes. La fréquence statorique est imposée par le réseau (50Hz). La fréquence rotorique est liée au glissement de la machine qui égal à 1.6HZ dans ce cas (la machine est entraînée par une vitesse de 1452 tr/min) ; et ce qui est claire aussi sur le figure (I.17).

En comparant ces deux figures on voit que la fréquence des courants rotoriques est dixième de la fréquence des courants statoriques. On constate l'importance des courants statoriques et rotoriques pendant le démarrage et après environ 0.1s, ils se stabilisent et prennent leurs formes sinusoïdales respectivement de fréquence 50Hz et 1.6 Hz.

Le signal de la puissance active est négative, c'est-à-dire la machine délivré la puissance dans le réseau.

I.11. Résultats de la Simulation :

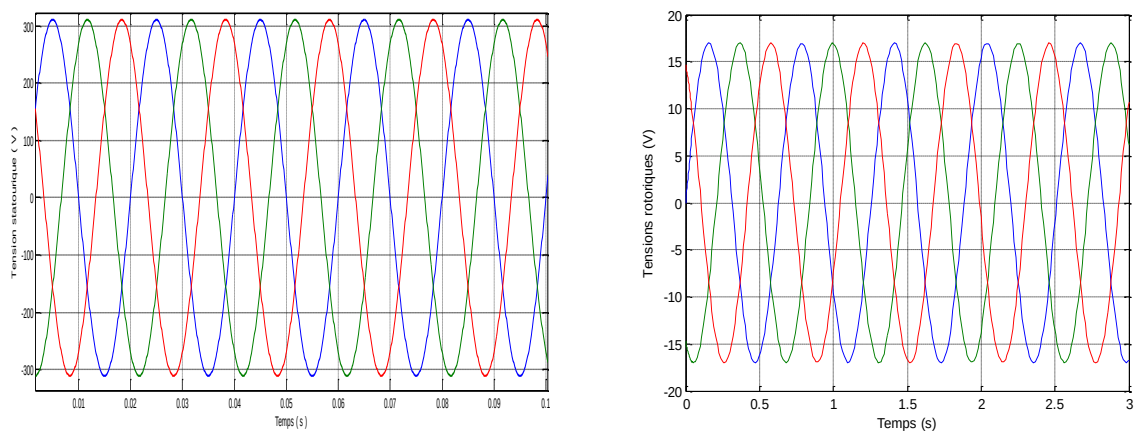
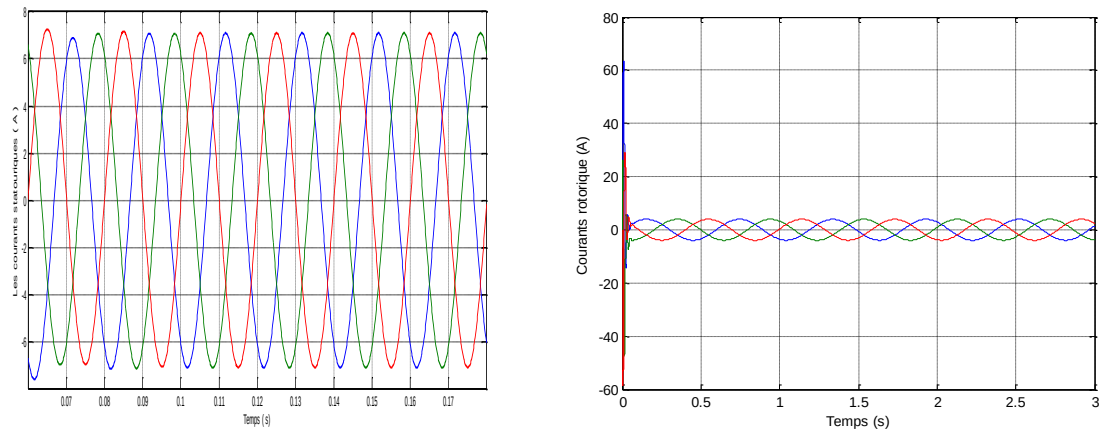
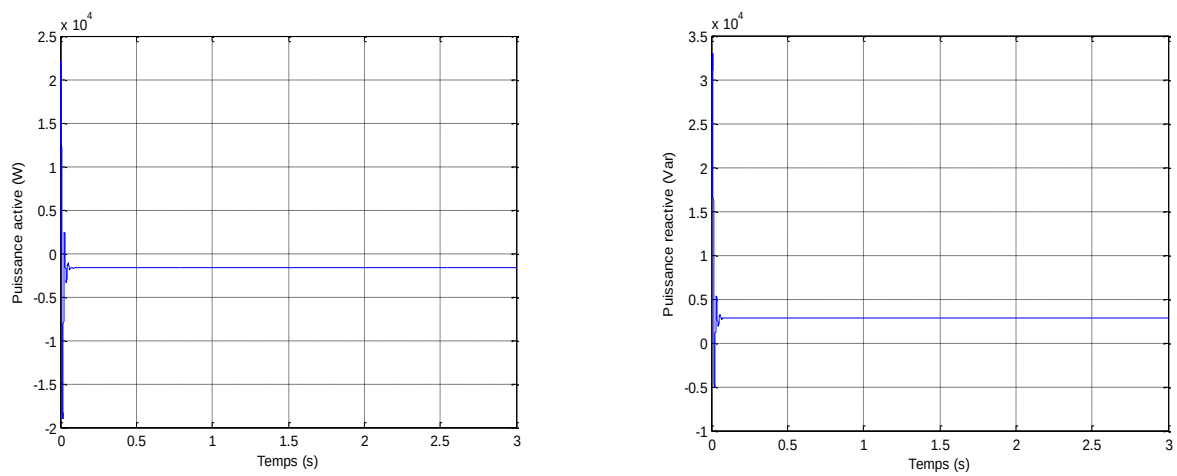
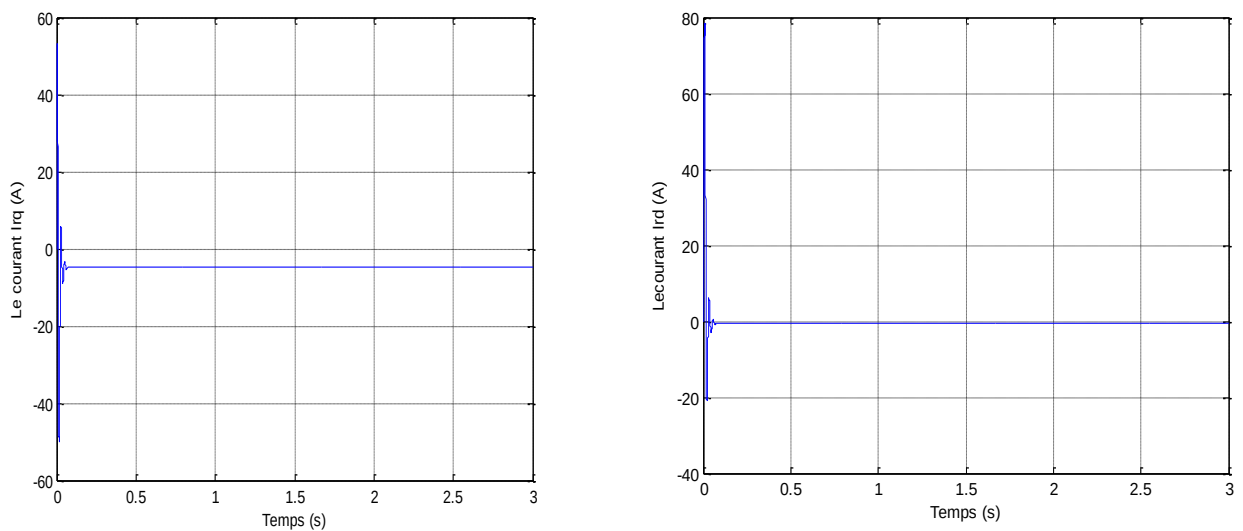


Figure I.16 Tensions statoriques et rotoriques

Figure I.17 Courants statoriques I_s et rotoriques I_r .Figure I.18 Puissance active P_s et puissance réactive Q_s Figure I.19 Le courant I_{rd} et courant I_{rq} .

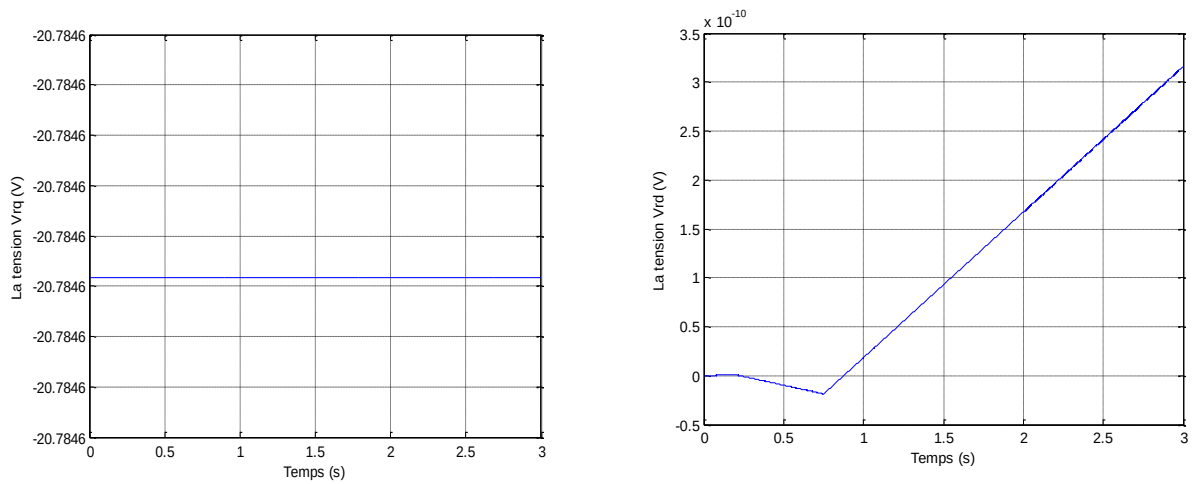
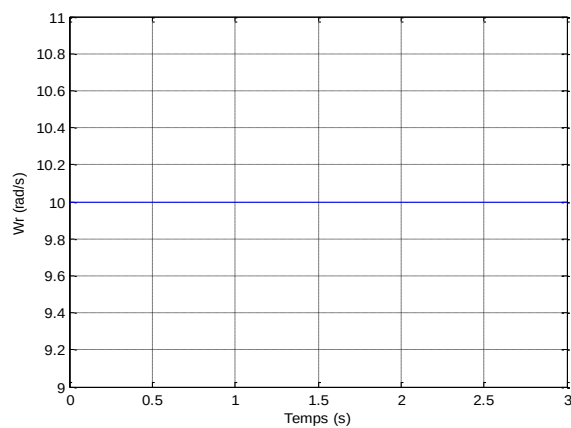
Figure I.20 Tensions V_{r_q} et V_{r_d} .

Figure I.21 Vitesse de pulsation.

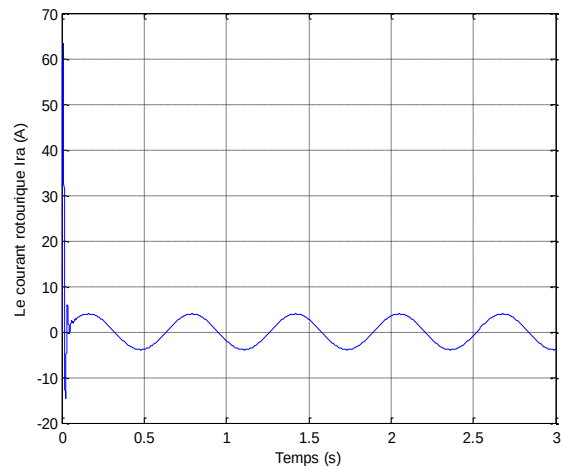


Figure I.22 Le courant rotorique dans la phase a.

I.12. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation, fonctionnement en générateur. En basant sur quelques hypothèses simplificatrices, un modèle mathématique a été établi, dont la complexité a été réduite.

Nous avons constaté que le modèle de la machine asynchrone à double alimentation est un système à équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps, la transformation de Park nous a permis de simplifier ce modèle. Ainsi, les résultats de simulation ont été présentés.

Ce modèle sera exploité pour étudier la stratégie de la commande de la machine asynchrone à double alimentation en puissance active et réactive au chapitre suivant.

Chapitre : II

Commande vectorielle de GADA

II.1. Introduction :

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [CHE 90].

Dans cette optique, nous avons proposé une loi de commande pour la MADA (Machine Asynchrone à Double Alimentation) basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour la faire fonctionner en générateur. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations vont permettre d'agir sur les signaux rotoriques en vue de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la machine et le réseau [POI 03].

II.2. Alimentation de la MADA :

Dans notre travail le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à travers un onduleur de tension (Figure II.1). La tension de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur [Cha04].

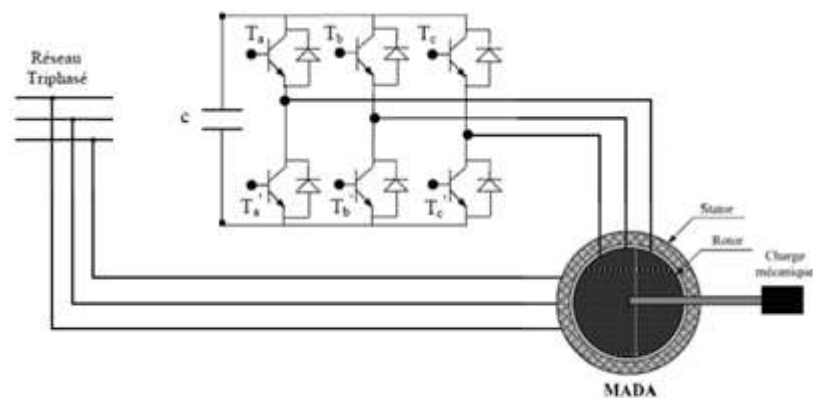


Figure II.1 Schéma de l'association MADA-Onduleur de tension.

II.2.1. Modélisation et Commande de l'Onduleur à MLI :

Pour modéliser l'onduleur de tension, figure II.2, on considère son alimentation comme une source parfaite (bus continu), supposée d'être constituée de deux générateurs de *f.é.m* égale à $U_{dc} / 2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [Bek 10_1].

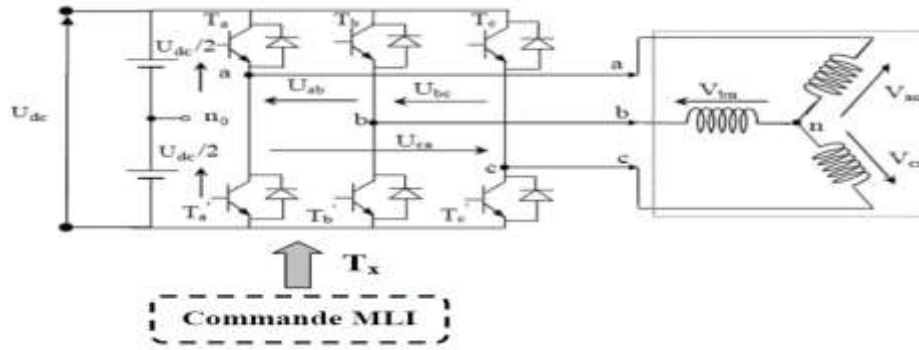


Figure II.2 Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons **V_{an}**, **V_{bn}** et **V_{cn}**.

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T_i' est ouvert,
- si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T_i' est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad \text{II.1}$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right) \cdot [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right) \cdot [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right) \cdot [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad \text{II.2}$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence **n₀**.

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad \text{II.3}$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} \cdot [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad \text{II.4}$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits ➡ Si (i = a, b, c), on a :

$$V_{in0} = S_i \cdot U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} = (S_i - 0.5) \cdot U_{dc} \quad \text{II.5}$$

On trouve donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5) \cdot U_{dc} \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5) \cdot U_{dc} \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5) \cdot U_{dc} \end{cases} \quad \text{II.6}$$

En remplaçant l'équation (II.4) dans l'équation (II.3), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} \cdot V_{an0} - \frac{1}{3} \cdot V_{bn0} - \frac{1}{3} \cdot V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} \cdot V_{an0} + \frac{2}{3} \cdot V_{bn0} - \frac{1}{3} \cdot V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} \cdot V_{an0} - \frac{1}{3} \cdot V_{bn0} + \frac{2}{3} \cdot V_{cn0} \end{cases} \quad \text{II.7}$$

En remplaçant l'équation (II.6) dans l'équation (II.7), on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{II.8}$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Park pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

II.2.2. Commande par Modulation Sinus-Triangle :

La MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [Bek 10_1].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{refa} = V_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot ft) \\ V_{refb} = V_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot ft - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ V_{refc} = V_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot ft + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \end{cases} \quad \text{II.9}$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} [4(t - T_p) - 1] \\ V_{pm} [-4(t - T_p) + 3] \end{cases} \quad \text{II.10}$$

si $0 \leq t \leq T_p/2$

si $T_p/2 \leq t \leq T_p$

Où :

$$T_p = \frac{1}{f_p}$$

f : Fréquence de la tension de référence (en Hz),

T_p : Période de la porteuse (en seconde),

V_m : Amplitude de la tension de référence (en V),

V_{ref} : Tension de référence (en V),

V_{pm} : Valeur crête de l'onde de modulation (en V).

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1. L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f),

$$m = \frac{f_p}{f}$$

2. Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}),

$$r = \frac{V_m}{V_{pm}}$$

f_p : fréquence de la porteuse (en Hz).

Il existe différents types de modulation de largeur d'impulsion [Bek 10_1] :

- MLI naturelle, le calcul des instants de commutation se fait par l'intersection du signal de référence avec un signal triangulaire.
- MLI avec contrôle d'amplitude, l'amplitude crête est constante et pour la valeur efficace du fondamental, on agit sur la largeur des impulsions. Pour maintenir $U/f = \text{Cte}$, il faut

modifier la valeur des angles d'amorçage de la MLI pour chaque valeur de vitesse. Ceux-ci sont donc précalculés et stockés dans une mémoire.

- MLI vectorielle : les instants de commutation sont calculés en ligne. En ce qui nous consternons pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI naturelle consistant à comparer le signal de référence (onde modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence à un signal triangulaire (onde porteuse) de fréquence élevée. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, figure II.3.

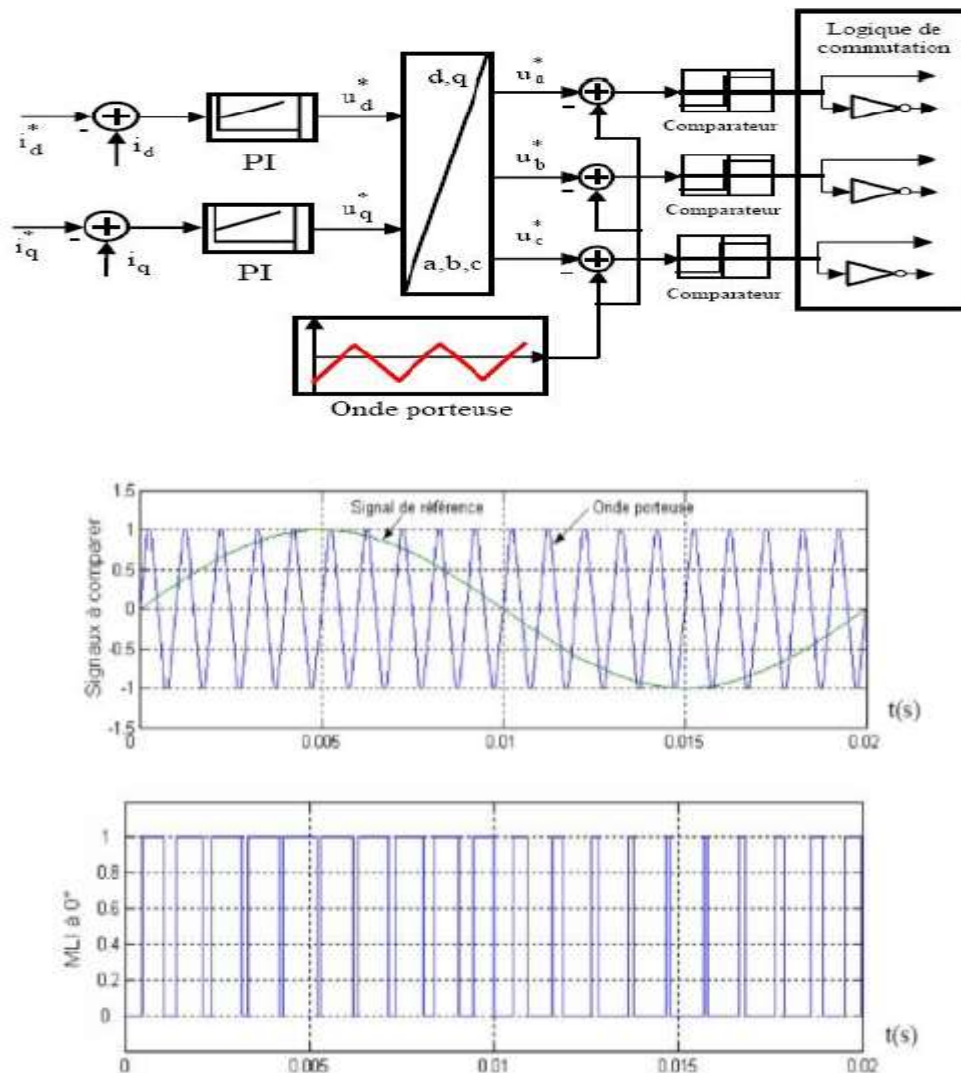


Figure II.3 Schéma de principe de la commande MLI.

Le modèle de la commande de la technique MLI sous Matlab/Simulink est représenté par la figure II. 4.

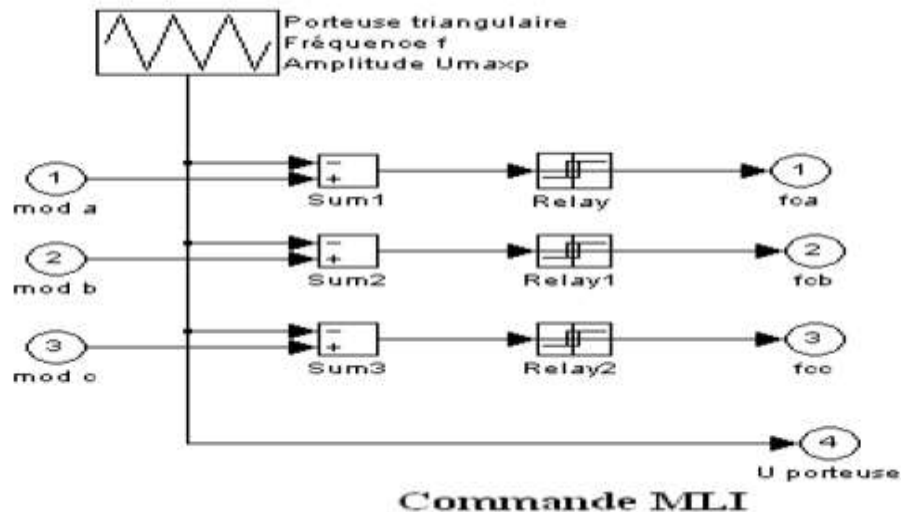


Figure II.4 Schéma bloc de la commande MLI sous Matlab/Simulink.

II.3. Commande vectorielle de la MADA :

La commande des machines électriques est devenue un domaine de recherche très actif durant ces trois dernières décennies. Cet intérêt est motivé par le fait que les machines électriques constituent un actionneur peu coûteux et peu encombrant pour la plupart des entraînements industriels. La difficulté de la commande des machines asynchrones réside dans le découplage des deux paramètres de commande : flux magnétique et couple électromagnétique [Hem05].

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [Dri 05_1].

Depuis plusieurs années, plusieurs recherches universitaires et industrielles ont été réalisées et proposées pour remédier le problème de commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. En effet, la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées et de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ; et les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basse vitesse (traction, positionnement). Pour maîtriser ces difficultés, et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle en anglais (*FOC : field oriented control*) ou la commande par orientation du flux [Elb09].

II.3.1. Principe de la commande vectorielle :

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit) [Al-R04]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Contrairement à la machine asynchrone à cage, où nous avons accès à la mesure des courants au stator seulement, la machine asynchrone à bagues doublement alimentée possède l'avantage de nous offrir la possibilité d'une mesure des courants de deux côtés et par conséquent de pouvoir les contrôler donnant une meilleure flexibilité à la commande de cette dernière [Sal07].

L'objectif pour une commande du MADA est de réaliser l'opération précédente à l'aide de variables de commande similaire comme le montre la figure II.5.

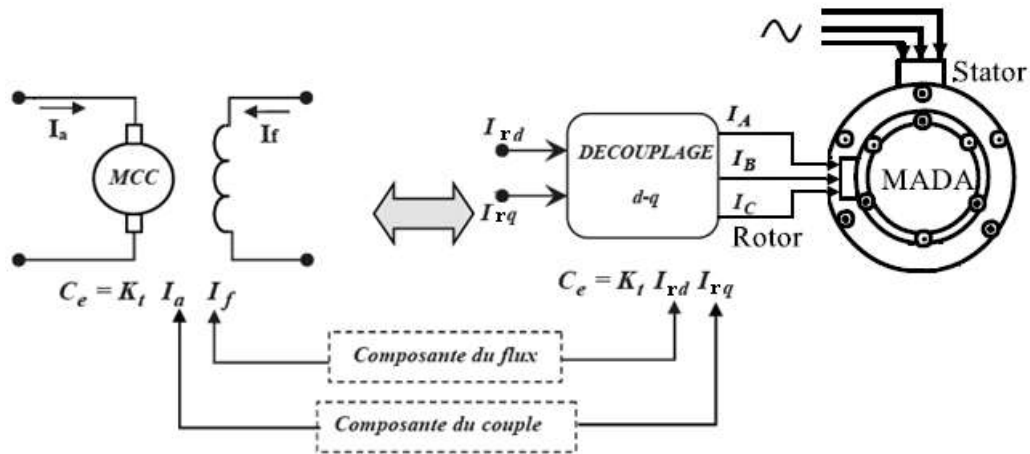


Figure II.5 Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant continu.

II.3.2. Procède d'orientation du flux [Mer 08]:

Il existe trois types d'orientation du flux :

- ✓ Orientation du flux rotorique avec les conditions $\Phi_{rd} = \Phi_r, \Phi_{rq} = 0$.
- ✓ Orientation du flux statorique avec les conditions $\Phi_{sd} = \Phi_s, \Phi_{sq} = 0$.
- ✓ Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\Phi_{dg} = \Phi_g, \Phi_{gq} = 0$.

Dans notre cas l'orientation du flux statorique est la méthode choisie.

II.3.3. Commande vectorielle par orientation du flux statorique :

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe ($d-q$) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [Tam 06].

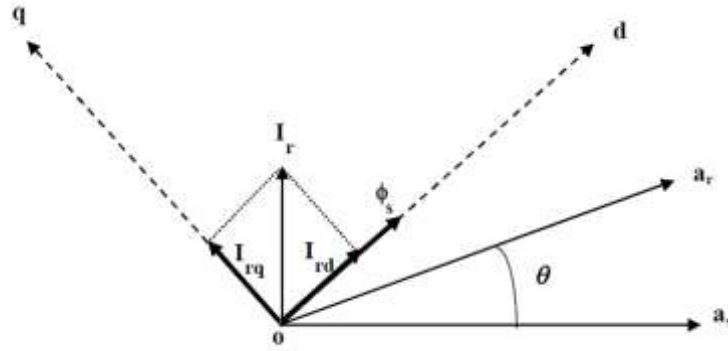


Figure II.6 Illustration de l'orientation du flux statorique.

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel (d - q) lié au champ tournant avec une orientation du flux statorique (l'axe d aligné avec la direction du flux statorique) comme le montre la figure II.6.

On obtient :

$$\phi_{ds} = \phi_s, \phi_{qs} = 0, \quad \text{II.11}$$

On remplace l'équation (II.11) dans l'équation (I.35) et (I.36), on trouve :

$$\begin{cases} \phi_{sq} = 0 \Rightarrow i_{sq} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \\ i_{sd} = 0 \\ i_{rd} = \frac{\phi_s^*}{M} \end{cases} \quad \text{II.12}$$

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{P.M}{L_s} (\phi_{sq} i_{rd} - \phi_{sd} i_{rq}) \quad \text{II.13}$$

En remplaçant l'équation (II.11) dans (II.13) on trouve :

$$C_e = \frac{P.M}{L_s} (-\phi_s i_{rq}) = -\frac{P.M}{L_s} \phi_s i_{rq} \quad \text{II.14}$$

Alors :

$$i_{rq} = -\frac{L_s}{P.M} \cdot \frac{C_e^*}{\phi_s^*} \quad \text{II.15}$$

De l'équation (I.42) on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \left(\frac{R_s \cdot M}{L_s} \cdot i_{rq} + V_{sq} \right) / \phi_s^* \quad \text{II.16}$$

D'après les équations des flux statoriques, on aura :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sd} - M \cdot i_{rd}) \end{cases} \quad \text{II.17}$$

$$\begin{cases} \phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \Rightarrow i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sq} - M \cdot i_{rq}) \end{cases} \quad \text{II.18}$$

On remplace l'équation (II.17) dans (I.23) et l'équation (II.18) dans (I.24) on trouve :

$$\dot{\phi}_{sd} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} \cdot i_{rd} - \frac{1}{T_s} \cdot \phi_{sd} \quad \text{II.19}$$

$$\dot{\phi}_{sq} = 0 = V_{sq} + \frac{M}{T_s} \cdot i_{rq} - \omega_s \cdot \phi_{sd} \quad \text{II.20}$$

En exprimant le flux rotorique en fonction de flux statorique Φ_{sd} et le courant rotorique i_{rd} :

En remplaçant l'équation (II.17) dans l'équation (I.29) et l'équation (II.18) dans l'équation (I.30), on trouve donc les deux équations suivantes :

$$\phi_{rd} = \sigma \cdot L_r \cdot i_{rd} + \frac{M}{L_s} \cdot \phi_{sd} \quad \text{II.21}$$

$$\phi_{rq} = \sigma \cdot L_r \cdot i_{rq} + \frac{M}{L_s} \cdot \phi_{sq} \quad \text{II.22}$$

En introduisant les équations (II.19), (II.21) et (II.22) dans l'équation (I.25) et dans l'équation (I.26) on trouve :

$$V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \sigma \cdot L_r \cdot \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} \cdot V_{sd} - (\omega_s - \omega) \cdot \sigma \cdot L_r \cdot i_{rq} \quad \text{II.23}$$

$$V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s \cdot T_s} \right) \cdot i_{rq} + \sigma \cdot L_r \cdot \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} \cdot V_{sq} - \frac{M}{L_s} \cdot \omega \cdot \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) \cdot \sigma \cdot L_r \cdot i_{rd} \quad \text{II.24}$$

II.4. Principe de la commande vectorielle de la MADA :

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est d'améliorer leur comportement statique et dynamique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu.

Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre le courant et le flux, naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant producteur de flux et le courant producteur de couple). Dans notre cas le découplage se fait entre la puissance active et réactive du stator. La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d, q) où l'un de ces axes coïncide avec la direction désirée du flux qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer. Ce repère nous permet d'avoir deux composantes directe et en quadrature, l'une de flux statorique et l'autre de courant rotorique.

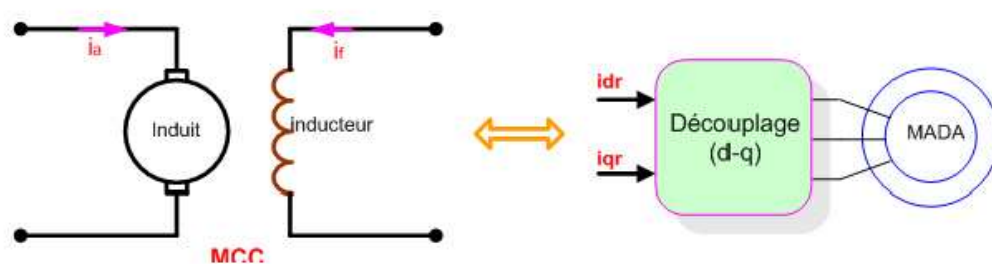


Figure II.7 Principe de la commande vectorielle.

II.5. Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique :

Dans ce qui suit nous allons supposer que l'axe **d** du repère de Park est orienté suivant le flux statorique. Ce choix n'est pas au hasard mais il se justifie par le fait que la machine est souvent couplée à un réseau puissant de tension et de fréquence constante, ce qui entraîne un flux constat au stator de la machine [BOY 06, BOU 08, QUA 08].

Rappelant le système d'équations différentielles (I. 23-26), décrivant la machine asynchrone dans un repère lié au champ tournant qui est donné par :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \cdot \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \cdot \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{rd} \end{cases} \quad \text{II.25}$$

II.5.1. Choix du référentiel pour le modèle diphasé :

En appliquant la technique d'orientation du flux statorique sur le modèle de la machine (orientant le repère de Park pour que le flux statorique suivant l'axe **q** soit constamment nul).

Nous pouvons écrire : $\phi_{ds} = \phi_s, \phi_{qs} = 0,$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \omega_s \cdot \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{rd} \end{cases} \quad \text{II.26}$$

Dans le repère triphasé (a, b, c), la tension aux bornes d'une phase n du stator s'exprime par la relation générale :

$$V_{ns} = R_s \cdot i_{ns} + \frac{d}{dt} \phi_{ns} \quad \text{II.27}$$

De plus, si on néglige la résistance des enroulements statoriques, hypothèse réaliste pour les machines de forte puissance utilisées pour la production éolienne, les équations des tensions statoriques de la machine se réduisent à [Mam 75] :

$$V_{ns} = \frac{d}{dt} \phi_{ns} \quad \text{II.28}$$

Cette relation montre q' un repère lié au flux statorique tourne alors à la même vitesse angulaire que le vecteur de tension statorique et qu'il est en avance de $(\pi / 2)$ sur ce même vecteur. Toujours dans l'hypothèse d'un flux statorique constant, on peut écrire :

$$V_{ds} = 0, V_{qs} = V_s \quad \text{II.29}$$

Le principe d'orientation de la tension et du flux statorique est illustré sur la figure (II.8)

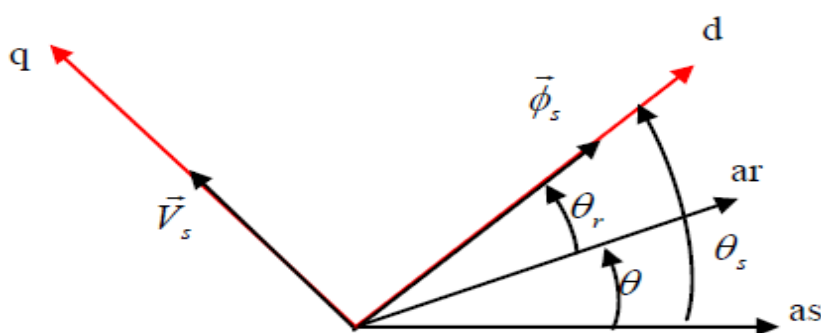


Figure II.8 Orientation du flux statorique.

Dans l'hypothèse où le flux ϕ_{ds} est maintenu constant (ce qui est assuré par la présence d'un réseau stable connecté au stator). Le choix de ce repère rend le couple électromagnétique produit par la machine et par conséquent la puissance active uniquement dépendant du courant rotorique d'axe q. L'expression du couple électromagnétique devient alors :

$$C_e = np \cdot \frac{M}{L_s} \cdot \phi_{ds} \cdot i_{qr} \quad \text{II.30}$$

En utilisant les simplifications ci-dessus, nous pouvons simplifier les équations des tensions et des flux statoriques comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \cdot \phi_{sd} = \omega_s \cdot \phi_s \end{cases} \quad \text{II.31}$$

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \phi_s = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \phi_{sq} = 0 = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \end{cases} \quad \text{II.32}$$

A partir des équations (II.8), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques:

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} \cdot i_{rd} \\ i_{sq} = -\frac{M}{L_s} \cdot i_{rq} \end{cases} \quad \text{II.32}$$

Dans un repère diphasé quelconque, les puissances active et réactive statoriques d'une machine asynchrone s'écrivent:

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} \cdot i_{sd} + V_{sq} \cdot i_{sq} \\ Q_s = V_{sq} \cdot i_{sq} - V_{sd} \cdot i_{sq} \end{cases} \quad \text{II.33}$$

L'adaptation de ces équations au système d' axes choisi et aux hypothèses simplificatrices effectuées dans notre cas ($V_{sd} = 0$) donne:

$$\begin{cases} P_s = V_{sq} \cdot i_{sq} \\ Q_s = V_{sq} \cdot i_{sd} \end{cases} \quad \text{II.34}$$

En remplaçant les courants statoriques par leurs valeurs de l'équation (II.32) dans l'équation (II.34), nous obtenons les expressions suivantes pour les puissances active et réactive :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot i_{rq} \\ Q_s = V_s \cdot \frac{\phi_s}{L_s} - V_s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot i_{rd} \end{cases} \quad \text{II.35}$$

En tirant ($\phi_s = V_s / \omega_s$) de l'équation (II.7), l'expression de la puissance réactive devient :

$$Q_s = \frac{V_s^2}{L_s \cdot \omega_s} - V_s \frac{M}{L_s} \cdot i_{rd} \quad \text{II.36}$$

Ces équations montrent qu'on a un découplage entre les commandes des puissances où la puissance active peut être commandée par la composante en quadrature du courant $\mathbf{I}_{qr}$.

La puissance réactive peut être commandée par la composante directe du courant $\mathbf{I}_{dr}$ [You 78].

On considère les tensions rotoriques $\mathbf{V}_{dr}$, $\mathbf{V}_{qr}$ comme variables de commande qui sont générées par le bloc de contrôle à flux orienté et les courants rotoriques $\mathbf{I}_{dr}$, $\mathbf{I}_{qr}$ comme variables d'état. Ces grandeurs sont en fonction des grandeurs de consigne $\mathbf{P}_{sref}$ et $\mathbf{Q}_{sref}$.

$$\begin{cases} P_{sref} = -V_s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot i_{rqref} \\ Q_{sref} = V_s \cdot \frac{\phi_s}{L_s} - V_s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot i_{rdref} \end{cases} \quad \text{II.37}$$

Les équations des flux :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{cases} \quad \text{II.38}$$

En remplaçant les courants statoriques par leurs expressions, on aura :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rd} + \frac{M \cdot V_s}{\omega_s \cdot L_s} \\ \phi_{rq} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rq} \end{cases} \quad \text{II.39}$$

$\mathbf{V}_{dr}$ et $\mathbf{V}_{qr}$: sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus ;

$\left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)$ est le terme de couplage entre les deux axes ;

$g \cdot \omega_s \cdot \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot i_{rd}$ représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

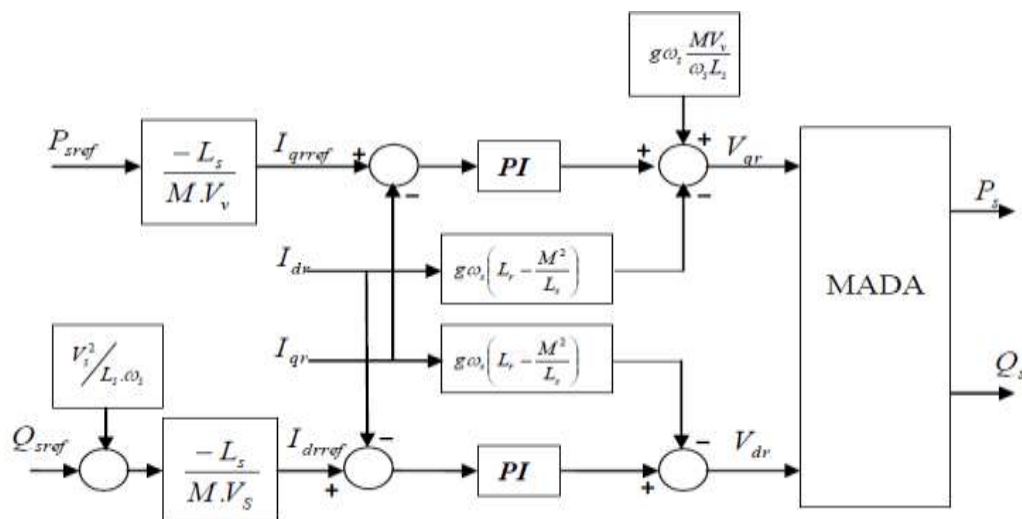


Figure II.9 Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux statorique de la MADA alimentée en tension.

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances actives et réactives statoriques. Il montre également que nous pouvons mettre en place une commande vectorielle étant donné qu'à l'influence du couplage près, chaque axe peut être commandé indépendamment avec chacun son propre régulateur. Les grandeurs de référence pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe **q** rotorique et la puissance réactive pour l'axe **d** rotorique. La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau [POI 03].

L'arrangement des équations donne les expressions des tensions rotoriques selon les courants rotoriques [Bek 13_2]:

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \sigma \cdot L_r \cdot \frac{di_{rd}}{dt} - g \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot L_r \cdot i_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \sigma \cdot L_r \cdot \frac{di_{rq}}{dt} + g \cdot \frac{M}{L_s} \cdot V_s + g \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot L_r \cdot i_{rd} \end{cases} \quad \text{II.40}$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} : \text{Coefficient de dispersion,}$$

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} : \text{Coefficient de glissement.}$$

A partir des équations que nous venons de mettre en place, nous pouvons établir les relations entre les tensions appliquées au rotor de la machine et les puissances statoriques que

cela engendre. Il est donc possible maintenant de décrire le schéma bloc de la machine asynchrone à double alimentation qui sera le bloc à réguler par la suite.

Le schéma bloc représentant le modèle mathématique ainsi simplifié de la MADA est illustré dans la figure II.10.

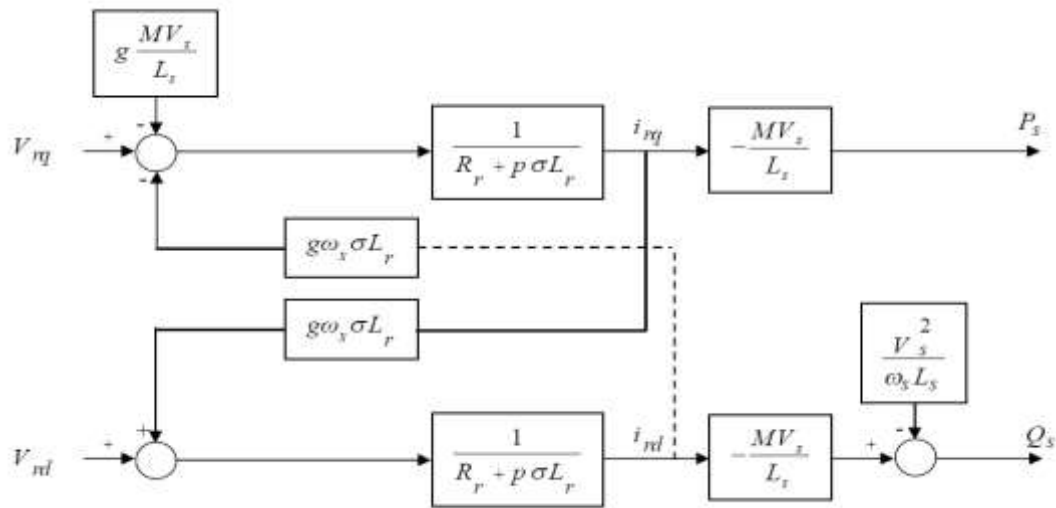


Figure II.10 Schéma bloc du modèle simplifié de la MADA.

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances statoriques. Il montre également que nous pouvons mettre en place une commande vectorielle étant donnée qu'à l'influence des couplages près, chaque axe peut être commandé indépendamment, avec chacun son propre régulateur.

Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront :

la puissance active pour l'axe rotorique q et la puissance réactive pour l'axe rotorique d . La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau. La consigne de puissance active devra permettre de garder le coefficient de puissance de l'éolienne optimal.

On remarque que les puissances et les tensions sont liées par une fonction de transfert du premier ordre. De plus, du fait de la faible valeur du glissement g , il sera possible d'établir sans difficulté une commande vectorielle car les influences des couplages resteront faibles et les axes d et q pourront donc être commandés séparément avec leurs propres régulateurs [Boy 06_1]. Ainsi, il apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine [Boy 06_2] :

- ✓ La première méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances

active et réactive. Cette méthode sera appelée *méthode directe* car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.

- ✓ La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette méthode appelée *méthode indirecte*.

D'après [Boy 06_1], il a trouvé que la méthode directe est que sa mise en œuvre est simple, par contre la méthode indirecte a l'avantage de contrôler les courants rotoriques ce qui permettra de faire une protection de la machine en limitant ces courants mais elle est plus complexe à mettre en œuvre.

Dans la suite, on va appliquer au GADA les deux méthodes précédentes pour examiner l'efficacité de ces commandes de ce générateur.

II.6. Commande directe des puissances active et réactive :

Dans cette méthode, nous présentons la régulation indépendante des puissances active et réactive statoriques du GADA en utilisant deux régulateurs PI où la boucle de régulation de la puissance active P_s et la boucle de régulation de la puissance réactive Q_s .

Pour réguler la machine, nous allons mettre en place une boucle de régulation sur chaque puissance avec un régulateur indépendant tout en compensant les termes de perturbation qui sont présents dans le schéma bloc de la figure II.10 [Xu 06], [Poi 03], [Boy 06_1].

Nous négligerons les termes de couplage entre les deux axes de contrôle du fait de la faible valeur du glissement. Nous obtenons alors une commande vectorielle avec un seul régulateur par axe, présentée sur la figure II.11, [Boy 06_1].

La figure II.12 représente le schéma bloc de la commande directe du GADA sous Matlab/Simulink.

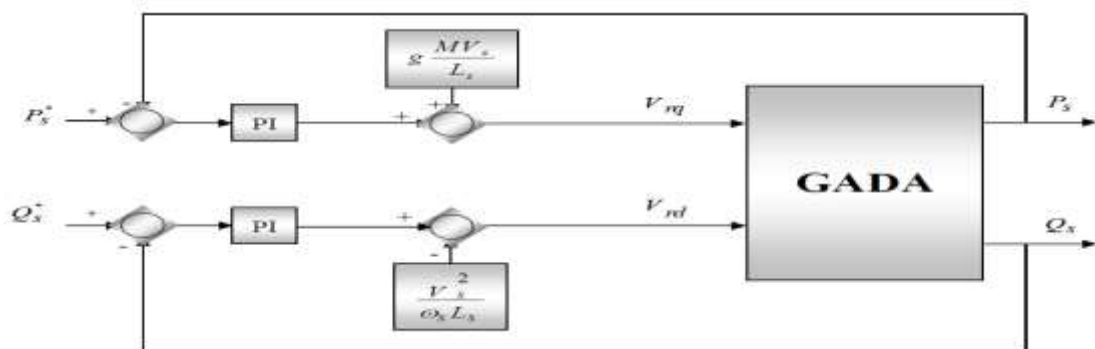


Figure II.11 Schéma bloc de la commande directe de la puissance active et réactive du GADA.

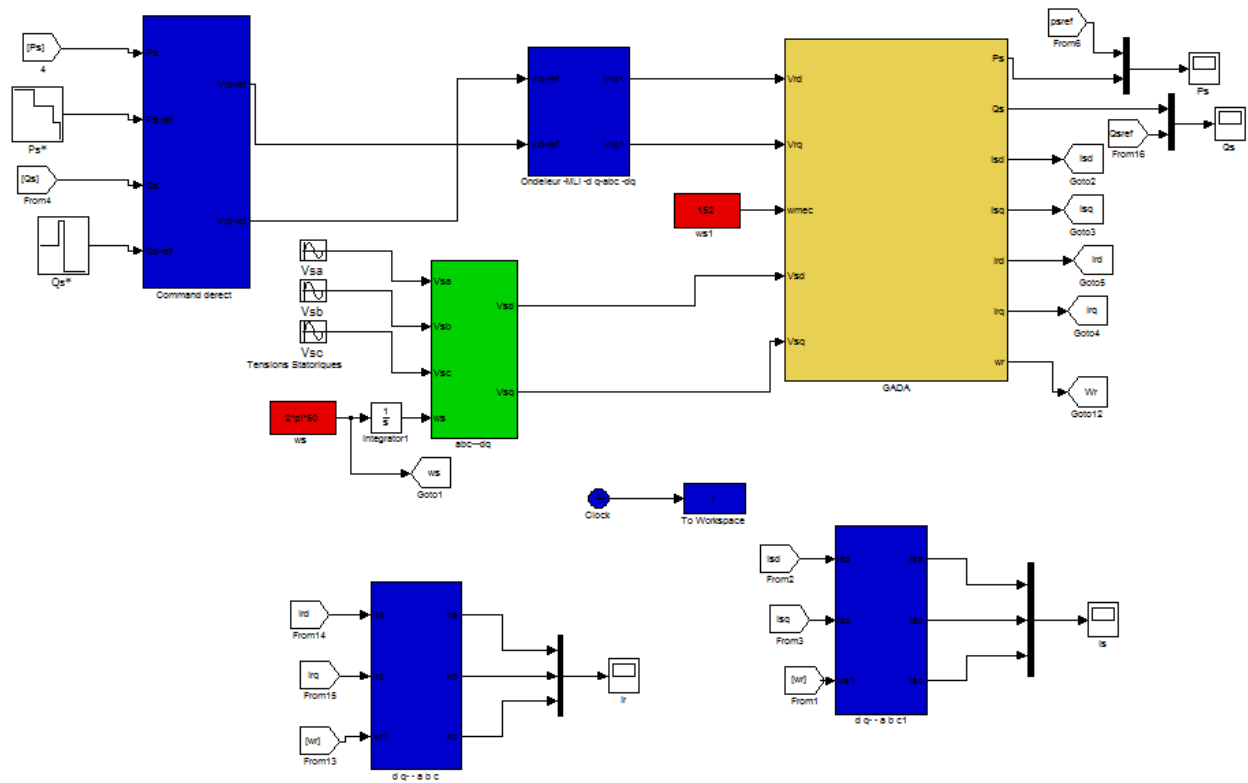
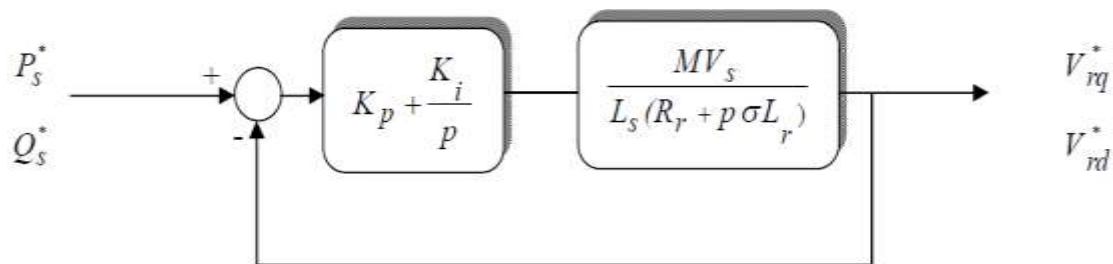


Figure II.12 Schéma bloc de la commande directe du GADA sous Matlab/Simulink.

II.6.1. Dimensionnement du Régulateur PI :

Pour s'assurer que les puissances active et réactive du GADA suivent leurs consignes, un régulateur PI est indispensable. Le but d'utilisation du régulateur PI est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes.

Les boucles de régulation des puissances active P_s et réactive Q_s peuvent se présenter par le schéma bloc de la figure II.13 :

Figure II.13 Schéma de régulation des puissances P_s et Q_s .

On note que les gains des correcteurs PI sont identiques pour l'axe d et l'axe q . Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$PI(p) = K_p + \frac{K_i}{p}$$

II.41

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure II.13 sera :

$$FTBO(p) = \frac{Ki}{p} \left(p \cdot \frac{Kp}{Ki} + 1 \right) \cdot \frac{M \cdot V_s / Ls \cdot Rr}{(p \cdot \sigma \cdot T_r + 1)} \quad \text{II.42}$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{Kp}{Ki} = \sigma \cdot T_r \quad \text{II.43}$$

Où :

$$T_r = \frac{Lr}{Rr}$$

Alors la FTBO s'écrit maintenant :

$$FTBO(p) = \frac{Ki \cdot M \cdot V_s}{p \cdot Ls \cdot Rr} \quad \text{II.44}$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$G(p) = \frac{1}{1 + \tau p} \quad \text{II.45}$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) de la figure II.13 sera :

$$FTPF(p) = \frac{1}{1 + p \cdot \frac{Ls \cdot Rr}{Ki \cdot M \cdot Vs}} \quad \text{II.46}$$

Par analogie l'expression (II.46) par l'expression (II.45), on trouve :

$$\tau = \frac{Ls \cdot Rr}{Ki \cdot M \cdot Vs} \quad \text{II.47}$$

De l'expression (II.43) et (II.47), on a :

$$\begin{cases} Kp = Ki \cdot \sigma \cdot T_r = \frac{\sigma \cdot Ls \cdot Lr}{\tau \cdot M \cdot Vs} \\ Ki = \frac{Ls \cdot Rr}{\tau \cdot M \cdot Vs} \end{cases} \quad \text{II.48}$$

La constante du temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma \cdot Tr = 0.0067s$, nous avons choisi $\tau = 0.001s$, pour avoir une dynamique du processus plus rapide.

Nous avons utilisé ici la méthode de compensation des pôles pour sa rapidité ; il est évident qu'elle n'est pas la seule méthode valable pour le dimensionnement du régulateur PI.

II.6.2. Commande Indirecte des Puissances Active et Réactive :

II.6.2.1. Commande Indirecte sans Boucles des Puissances :

Les courants rotoriques i_{rq} et i_{rd} , sont respectivement les images de la puissance active statorique P_s et la puissance réactive statorique Q_s , doivent poursuivre leurs courants de références [Bek 11].

II.6.2.1.1. Découplage par Compensation :

De l'équation (II.40), on peut voir que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe d et l'axe q .

Nous devons présenter un système de découplage, en présentant les termes de compensation :

$$\begin{cases} E_{rd} = g \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot L_r \cdot i_{rq} \\ E_{rq} = -g \cdot \frac{M}{L_s} \cdot V_s - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot i_{rd} \end{cases} \quad \text{II.49}$$

Puis, on a défini deux nouvelles variables intermédiaires de découplage par deux expressions qui sont :

$$\begin{cases} V_{rd1} = V_{rd} + E_{rd} \\ V_{rq1} = V_{rq} + E_{rq} \end{cases} \quad \text{II.50}$$

Le schéma bloc de la commande indirecte sans boucles des puissances du GADA et son équivalent sous Matlab/Simulink sont représentés, respectivement, par les figures II.14 et II.15. La figure II.14 consiste à contrôler ces puissances indirectement par le réglage des deux composantes ; directe et en quadrature du courant rotorique par des régulateurs PI dont les consignes sont directement déduites des valeurs des puissances que l'on veut imposer au GADA.

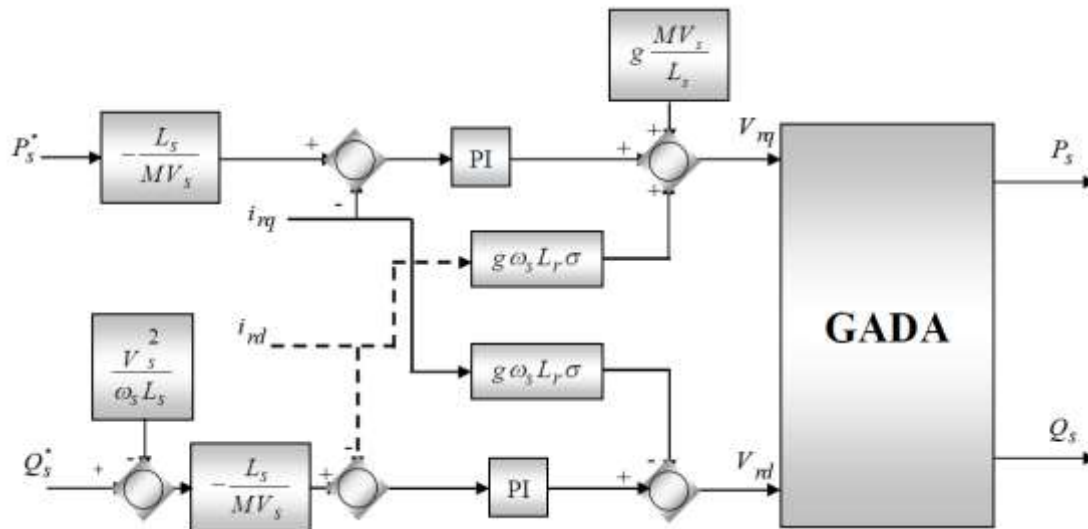


Figure II.14 Schéma bloc de la commande indirecte sans boucles des puissances du GADA.

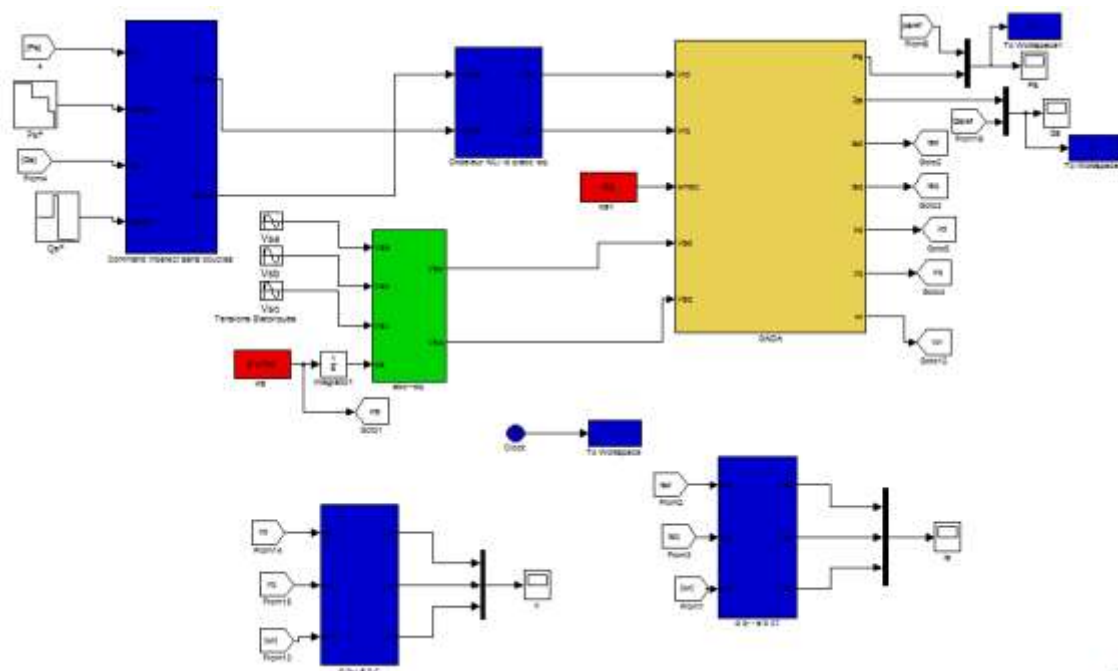


Figure II.15 Schéma bloc de la commande indirecte sans boucles des puissances du GADA sous Matlab/Simulink.

II.6.2.1.2 Dimensionnement du Régulateur PI :

Les fonctions de transferts des courants rotoriques directe et quadrature sont obtenues à partir de l'équation (II.40) et par l'annulation des termes de découplages par les termes de compensations :

$$\frac{i_{rd}}{V_{rd}} = \frac{1}{R_r + \sigma \cdot L_r \cdot p} \quad \frac{i_{rq}}{V_{rq}} = \frac{1}{R_r + \sigma \cdot L_r \cdot p} \quad \text{II.51}$$

La boucle de régulation des courants i_{rd} et i_{rq} peut se présenter par le schéma bloc de la figure II.16 :

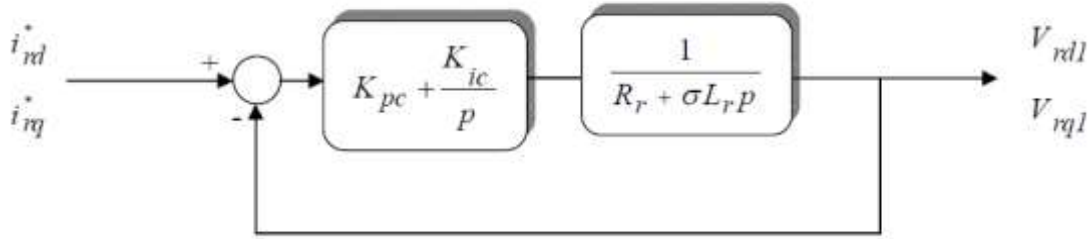


Figure II.16 Schéma de régulation des courants i_{rd} et i_{rq} .

On note que les gains des correcteurs PI sont identiques pour l'axe d et l'axe q .
Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$PI(p) = K_{pc} + \frac{K_{ic}}{p} \quad \text{II.52}$$

La FTBO de la figure II.16 sera :

$$FTBO(p) = \frac{K_{ic}}{p} \cdot \left(p \cdot \frac{K_{pc}}{K_{ic}} + 1 \right) \cdot \frac{1}{R_r \cdot \left(1 + \frac{\sigma \cdot L_r}{R_r} \cdot p \right)} \quad \text{II.53}$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition, on trouve :

$$\frac{K_{pc}}{K_{ic}} = \sigma \cdot Tr \quad \text{II.54}$$

Où :

$$Tr = \frac{L_r}{R_r}$$

Alors la FTBO s'écrit maintenant comme suit :

$$FTBO(p) = \frac{K_{ic}}{R_r \cdot p} \quad \text{II.55}$$

Donc la FTBF de la figure II.16 sera :

$$FTBF(p) = \frac{\frac{K_{ic}}{Rr \cdot p}}{1 + \frac{K_{ic}}{Rr \cdot p}} = \frac{1}{\frac{Rr}{K_{ic}} \cdot p + 1} \quad \text{II.56}$$

Par analogie de l'expression (II.56) par l'expression (II.43), on trouve :

$$\tau = \frac{Rr}{K_{ic}} \quad \text{II.57}$$

De l'expression (II.50) et (II.57) on a :

$$\begin{cases} K_{pc} = K_{ic} \cdot \sigma \cdot Tr = \frac{\sigma \cdot Lr}{\tau} \\ K_{ic} = \frac{Rr}{\tau} \end{cases} \quad \text{II.58}$$

II.6.2.2 Commande Indirecte avec Boucles des Puissances :

Afin d'améliorer la commande précédente, nous allons incorporer une boucle de régulation supplémentaire au niveau des puissances afin d'éliminer l'erreur statique tout en préservant la dynamique du système [Boy 06_1]. Nous aboutissons au schéma bloc présenté en figure II.17 sur lequel on distingue bien les deux boucles de régulation pour chaque axe, l'une contrôlant le courant et l'autre la puissance.

La figure II.18 présente le schéma bloc de la commande indirecte avec boucles des puissances du GADA sous Matlab/Simulink.

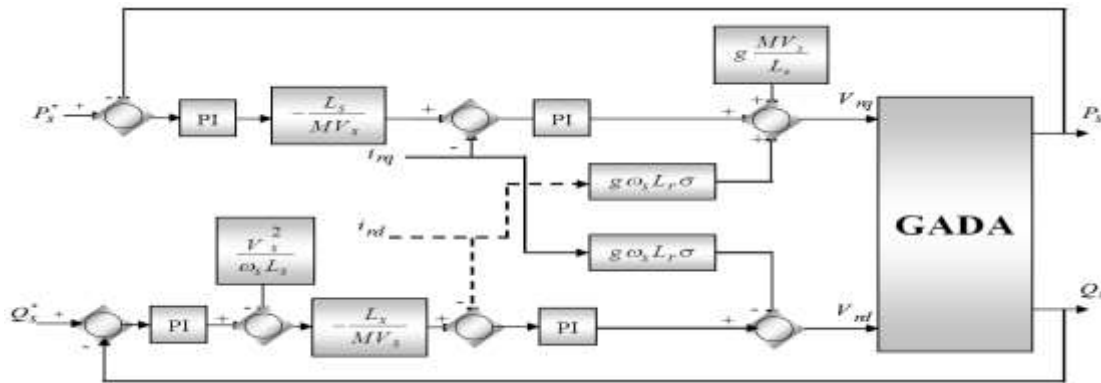


Figure II.17 Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles des puissances du GADA.

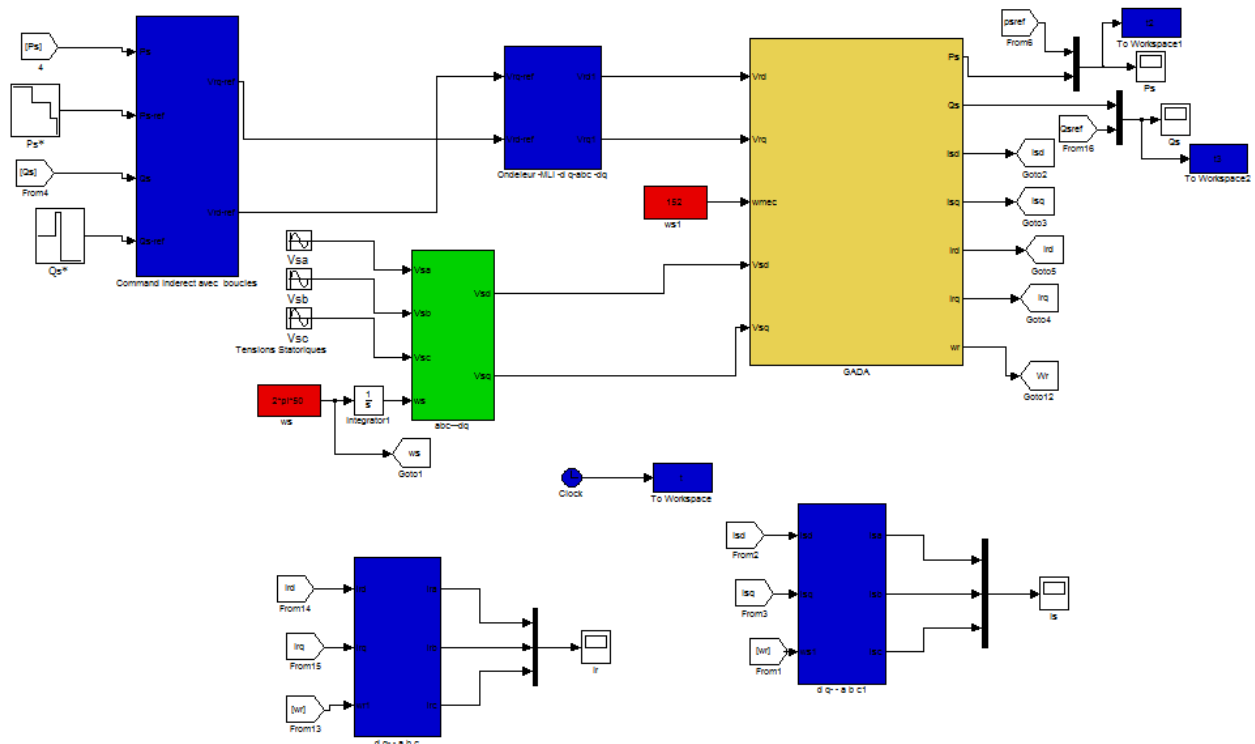


Figure II.18 Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles des puissances du GADA sous Matlab/Simulink.

II.7. Résultats de Simulation :

On note ici, dans cette partie les résultats de simulation ont été obtenus où la MADA est alimentée par un convertisseur coté rotor à partir d'une source continue.

II.7.1.Résultats de Simulation des Commandes Directe et Indirecte du GADA:

Pour examiner et visualiser le comportement de chaque type de commande, dans cette partie, nous avons donc soumis ces commandes à des échelons des puissances, active et réactive, statoriques.

Les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) en mode générateur utilisée dans la simulation sont reportés en annexe.

On note ici que la vitesse mécanique qui entraîne le rotor du GADA est une vitesse fixe proche de la vitesse de synchronisme qui est égale à 152 rad/s (1452 tr/mn). Les échelons des puissances active et réactive, qui sont appliqués à chaque type de commande du GADA, sont représentés dans le tableau II.1.

Tableau II.1 Echelons des puissances active et réactive appliqués
à chaque type de commande du GADA.

Temps(s)	P_s^* (W)	Q_s^* (VAR)
0 à 0.8	0	0
0.8 à 1.2	0	0
1.2 à 1.6	-1000	1000
1.6 à 2.5	-1000	-1000
2.5 à 3	-2000	-1000

II.7.1.1. Résultats de Simulation de la Commande Directe :

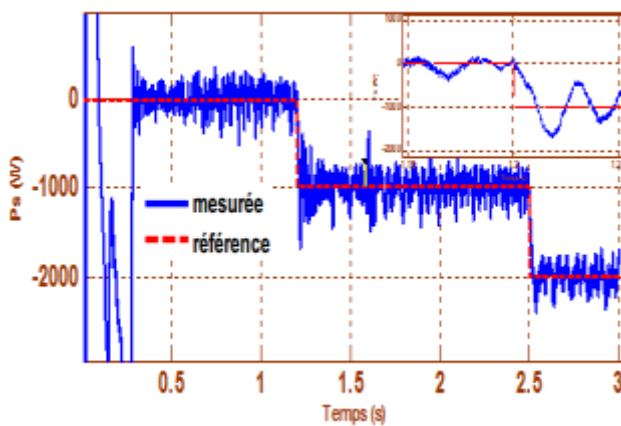


Figure II.19 Puissance active statorique de la commande directe.

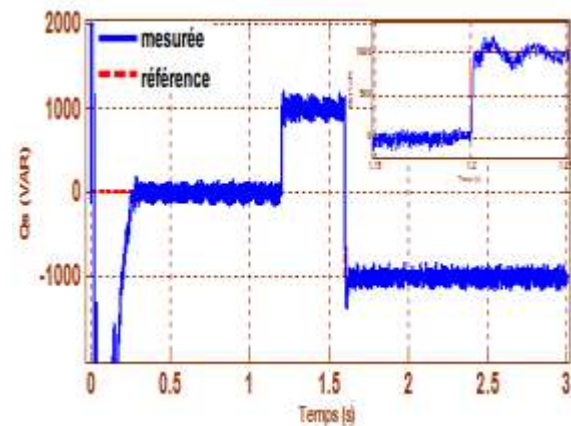


Figure II.20 Puissance réactive statorique de la commande directe.

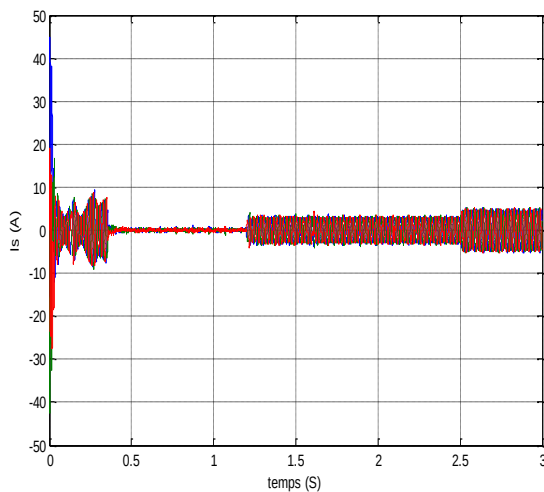


Figure II.21 Courants statoriques de la commande directe.

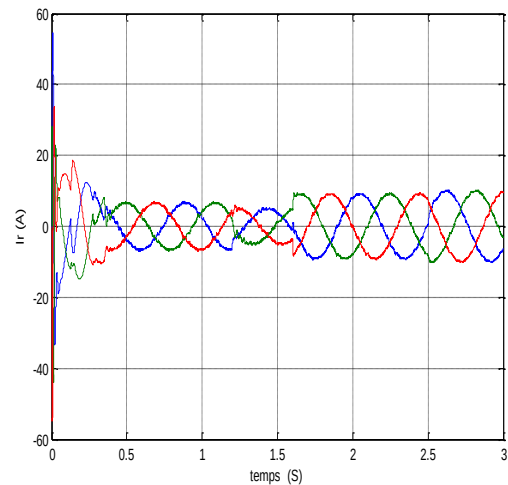


Figure II.22 Courants rotoriques de la commande directe.

On peut remarquer que les échelons de la puissance active et réactive statorique sont bien suivis, rapidement et sans dépassement par le générateur. Cependant les variations des échelons on observe un bon découplage entre les deux axes de commande (d et q) avec des faibles oscillations (figure II.19 et II.20).

Les figures II.21 et II.22 montrent que les courants obtenus au stator et au rotor sont de formes sinusoïdales, ce qui implique une énergie propre sans harmoniques fournie ou absorbée par le GADA.

II.7.1.2. Résultats de Simulation de la Commande Indirecte:

Pour la commande indirecte sans et avec boucles des puissances, on applique les mêmes échelons de la puissance active et réactive statorique qui ont été utilisés dans la commande directe.

II.7.1.2.1. Commande Indirecte sans Boucles des Puissances :

Les résultats obtenus montrent bien les grandes performances du contrôle indirect de la puissance active et réactive sans boucles des puissances, ceci a été confirmé par le découplage parfait et la bonne poursuite (figure II.23 et II.24) avec une réduction des ondulations au niveau de la puissance active et réactive statorique, par conséquence une minimisation des harmoniques.

Les figures II.25 et II.26 montrent que les courants obtenus au stator et au rotor sont aussi de formes sinusoïdales avec une amélioration de qualité par rapport à ceux obtenus par la commande directe.

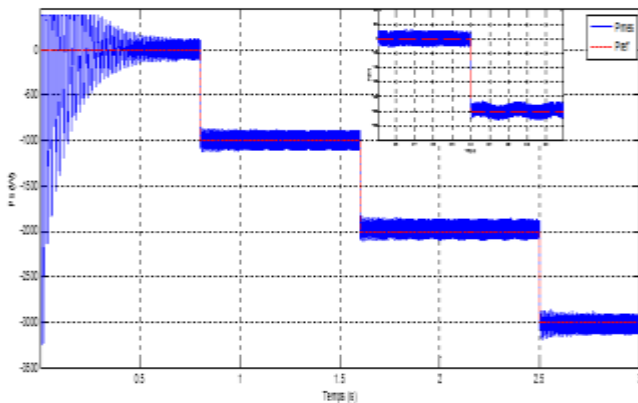


Figure II.23 Puissance active statorique de la commande indirecte sans boucle des puissances.

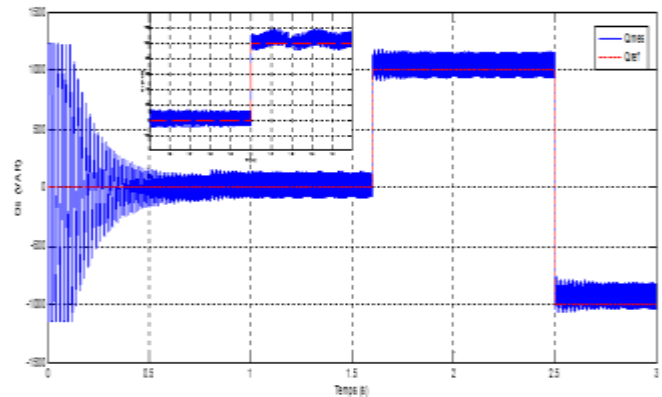


Figure II.24 Puissance réactive statorique de la commande indirecte sans boucle des puissances.

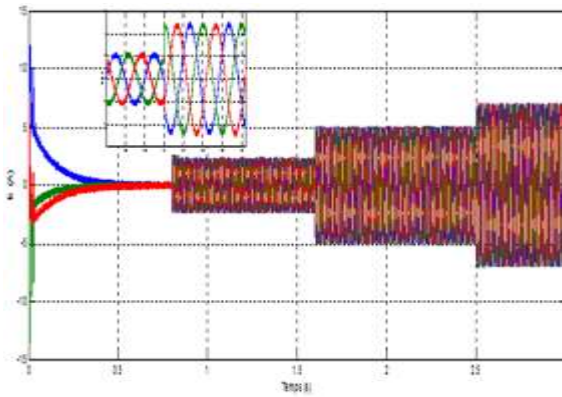


Figure II.25 Courants statoriques de la commande indirecte sans boucle des puissances.

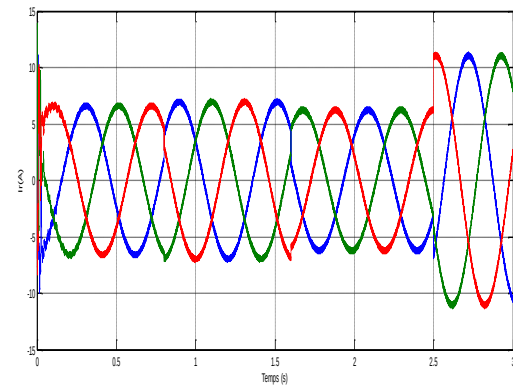


Figure II.26 Courants rotoriques de la commande indirecte sans boucle des puissances.

II.7.1.2.2. Commande Indirecte avec Boucles des Puissances :

Cette commande est donc plus performante que la commande directe qui présentait plus de perturbations entre les deux puissances [Boy 06_1].

La commande indirecte sans et avec boucles des puissances presque ont les mêmes performances, mais la commande indirecte sans boucles des puissances plus rapide que celle avec boucles des puissances parce que la commande indirecte avec boucles des puissances utilise quatre (04) régulateurs (02 régulateurs de courant et 02 régulateurs de puissance), par contre la commande indirecte sans boucles des puissances utilise seulement deux (02) régulateurs de courant (figure II.27, II.28, II.29 et II.30).

Nous allons donc retenir la commande indirecte sans boucles des puissances pour le reste de notre étude. De plus, elle permet de pouvoir limiter simplement les courants rotoriques de la machine en fixant une limite dans la boucle du courant rotorique.

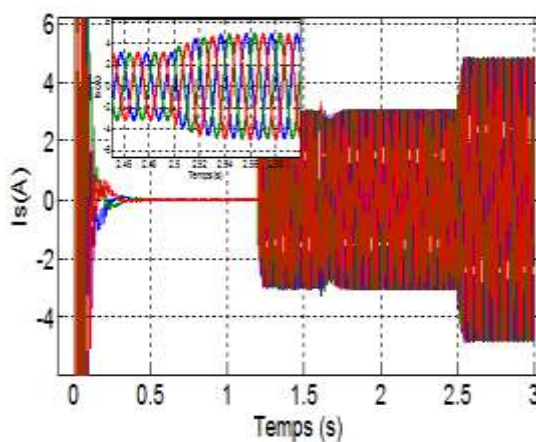


Figure II.27 Courants statoriques de la commande indirecte avec boucles des puissances.

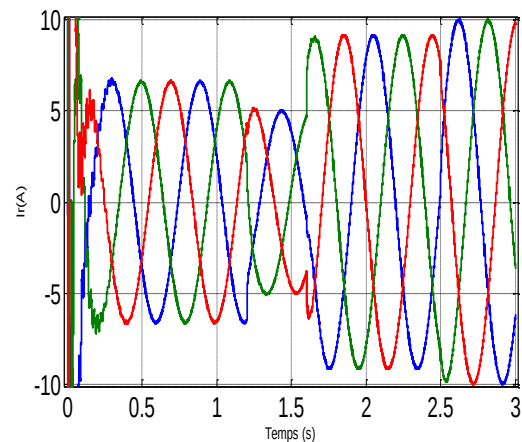


Figure II.28 Courants rotoriques de la commande indirecte avec boucles des puissances.

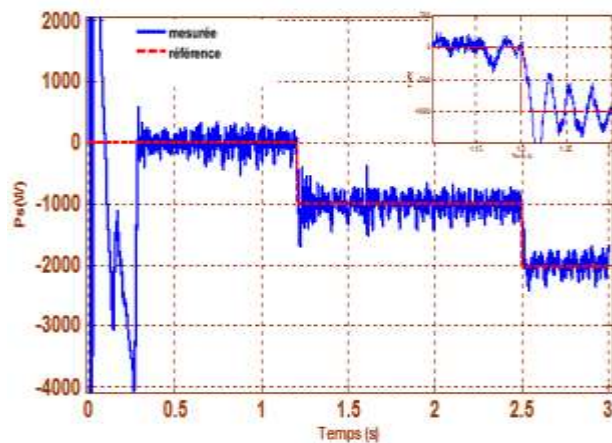


Figure II.29 Puissance active statorique de la commande indirecte avec boucles des puissances

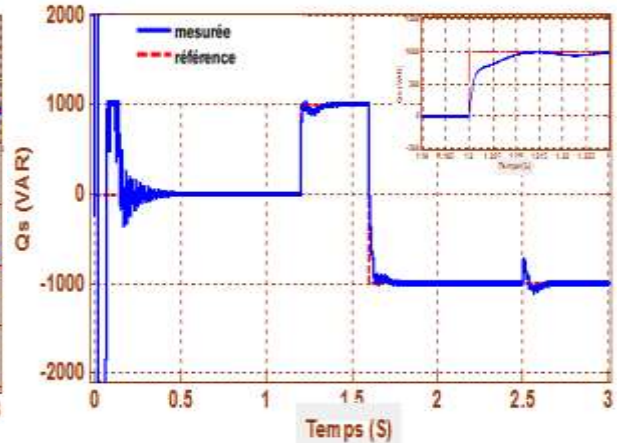


Figure II.30 Puissance réactive statorique de la commande indirecte avec boucles des puissances

II.8. Conclusion :

Ce chapitre nous a permis d'étudier et d'appliquer la commande vectorielle pour la régulation de puissance active et réactive statorique de la génératrice asynchrone à double alimentation. Le choix sur l'orientation du flux a été pris en orientant le flux statorique selon l'axe d . La méthode du flux orienté est appliquée depuis quelques années à la MADA reste la méthode la plus répandue.

A partir de la simulation numérique, on a constaté qu'effectivement la technique d'orientation du flux statorique permet de découpler le flux et les puissances de sorte que la composante directe du courant rotorique contrôle la puissance réactive, et la composante en quadrature contrôle la puissance active. Ceci nous permet d'obtenir des performances dynamiques élevées similaires à celle de la MCC.

Dans le chapitre suivant, on va voir une nouvelle technique de commande non linéaire, c'est la Commande par *Mode Glissement* qui élimine l'utilisation des régulateurs classiques.

Chapitre : III

Commande Par Mode Glissant Du GADA

III.1. Introduction :

Dans la formulation de n'importe quel problème de commande il y a typiquement des anomalies entre le système réel et le modèle mathématique développé pour la conception de contrôle. Cette distinction peut être due à la variation des paramètres de la dynamique du système ou à l'approximation du comportement complexe de système par un modèle. Ceci a mené à un intérêt intense pour l'élaboration des méthodes de contrôle robustes qui cherchent à résoudre ce problème.

En effet, des techniques de commande sont demandées, dans le but de résoudre le problème des variations paramétriques, avec une erreur statique nulle, une réponse ferme et rapide, un système de contrôle stable et robuste. Cette méthode s'appelle la commande par mode glissement connue par sa simplicité et sa robustesse. Elle a été inventée pour la première fois en union soviétique dans le but de résoudre les problèmes de plusieurs applications [FNA 96].

Afin d'obtenir ce régime glissant, une loi de commande est requise pour avoir une nature discontinue, c'est à dire que la structure du système a besoin d'être modifiée dans le temps.

Un tel système est appelé système à structure variable (VSS) (Variable Structure System).

Dans ce chapitre, nous présentons une étude théorique sur la commande à structure variable, afin de mise en œuvre de cette technique adaptée à la commande de la puissance active et réactive développées par la DFIG. De plus, les performances apportées par cette technique de commande par rapport celle du chapitre précédant seront examinées.

III.2. Introduction aux systèmes de réglage à structure variable :

III.2.1. Historique :

Une attention considérable a été concentrée sur la commande du système non linéaire à dynamique incertaine, souvent sujet aux perturbations et aux variations paramétriques. La théorie des systèmes à structure variable et les modes glissements associés a fait l'objet d'études détaillées au cours des trente dernières années [FNA 96]. Des contrôleurs à structure variable ont fait leur application dans la littérature soviétique (Emelyanove 1967, Utikin 1974), et ont été largement identifiés comme une approche potentielle à ce problème (Gao etHung 1993).

Des recherches sur la commande à structure variable ont été données par Decarlo et d'autre (1998), Hung et d'autre (1993), l'action de commande force la trajectoire de systèmes à intercepter l'espace d'état intitulé surface du glissement. Les trajectoires de système sont alors confondues avec la surface de glissement durant l'utilisation des commandes à une grande vitesse de commutation. L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode glissant, est la robustesse contre des changements des paramètres ou des perturbations. Le phénomène

"chattering" associé à la commande par mode glissant, présente un inconvénient majeur parce qu'il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable. Plusieurs méthodes pour réduire ce phénomène ont été proposées [CHO01].

III.2.2. Objectif de la commande par mode glissant :

- L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels :
Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

III.2.3. Principe :

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

III.3. Différentes structures du contrôle par mode de glissement :

Dans la littérature on trouve trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation est au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état, la dernière est une structure de régulation avec ajout de la commande équivalente [ABD 06]. Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude.

III.3.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande :

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure III.1. Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée.

Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande de moteurs pas à pas.

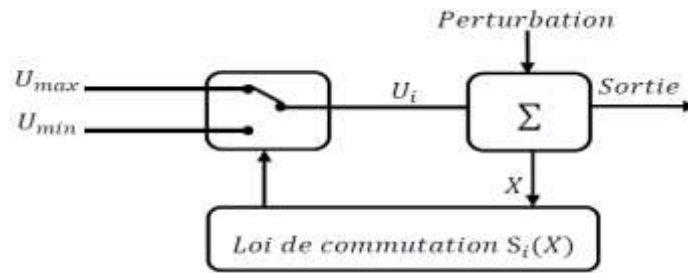


Figure III.1 Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

III.3.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état :

Nous pouvons consulter le schéma d'une telle structure sur la figure (III.2). D'après les études menées précédemment [BET 03], c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction [BÜH 86]. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Le non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc on a créé une commutation au niveau de la dynamique du système.

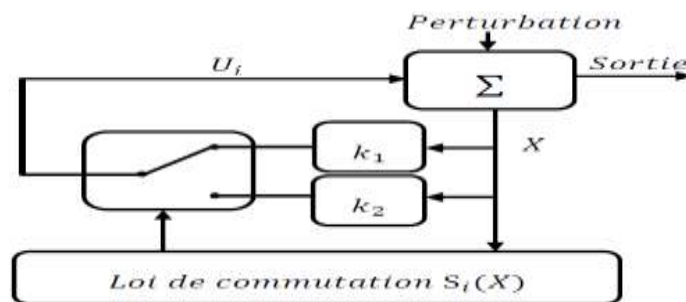


Figure III.2 Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

III.3.3. Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Equivalente :

Une telle structure dont le principe est montrée sur la figure III.3, présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

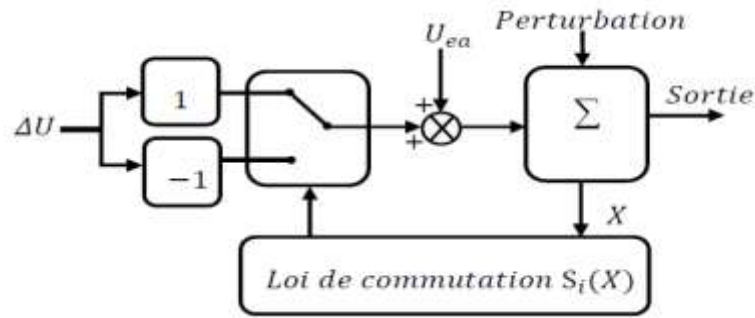


Figure III.3 Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Avec :

U_{eq} : vecteur de commande équivalente.

ΔU : vecteur de commande discontinue.

X : vecteur de variables.

S_i : vecteur surface de commutation.

III.4. Théorie de la commande par mode de glissement :

La théorie des systèmes à structure variable (*sliding mode*), est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre. D'où le phénomène de glissement figure (III.4). En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties :

- Détermination d'une région d'espace d'état telle qu'une fois que le système se trouve dans cette région, il ait le comportement désiré.
- Définition d'une loi de commande qui conduit le système jusqu'à cette région de l'espace d'état.



Figure III.4 Convergence du système glissant.

- **Régime glissant idéal**

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits. et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x) = 0$. Le régime glissant idéal à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation S .

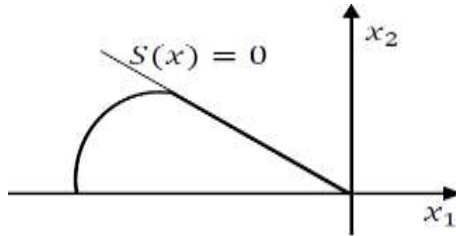


Figure III.5 Glissement idéal.

- **Régime glissant réel**

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présente des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité.

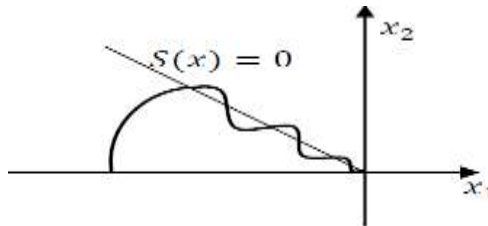


Figure III.6 Glissement réel.

III.5. Conception de l'Algorithme de Commande par Mode Glissant :

La conception de l'algorithme de commande par mode glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [Ami 08], [Nem 02] :

- Choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- Détermination de la loi de commande.

III.5.1. Choix de la Surface de Glissement :

La conception du système de commande sera démontrée pour un système non linéaire suivant [Bek 09], [Bek 10_2], [Bek 12] :

$$\dot{x} = f(x,t) + B(x,t) \cdot u(x,t) \quad \text{III.1}$$

Où : $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $u \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur de commande, $f(x, t) \in \mathbb{R}^n$,

$$B(x, t) \in \mathbb{R}^{n \times m}.$$

J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement [Ben 98], [Has 86_2], [Nam 86], [Edw 90] qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [Bek 09], [Bek 10_2] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_s \right)^{n-1} e \quad \text{III.2}$$

Avec:

λ_s : Coefficient positif,

$e = x_d - x$: écart (erreur) de la variable à régler,

x_d : valeur désirée.

n : Ordre du système, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande [Bek 10_1].

$S(x)$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse "e" tend vers zéro pour un choix correct du gain λ_s et c'est l'objectif de la commande [Bek 10_1].

III.5.2. Conditions d'Existence et de Convergence du Régime Glissant :

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [Bek 10_1]. On présente deux types de conditions qui sont :

III.5.2.1. La Fonction Discrète de Commutation :

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme [Bek 10_1] :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad \text{III.3}$$

III.5.2.2. La Fonction de Lyapunov :

La fonction de Lyapunov, C'est une fonction scalaire positive ; $V(x) > 0$, pour les variables d'état du système. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande pour l'étude de la robustesse, elle garantit la stabilité du système non linéaire et l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence; elle a la forme suivante [Nem 02] :

$$V(x) = \frac{1}{2} \cdot S^2(x) \quad \text{III.4}$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad \text{III.5}$$

La loi de la commande doit faire décroître cette fonction ($V(x) > 0$); l'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et concevoir une commande " U " tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où

la condition de convergence exprimée par $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ [Bek 10_2].

III.5.3. Détermination de la Loi de Commande :

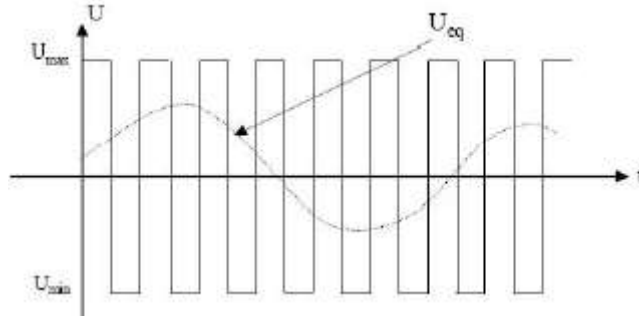
La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties : La première concerne la linéarisation exacte (U_{eq}) et la deuxième est stabilisante (U_n) [Bek 10_1], [Bek 10_2]. Cette dernière est très importante dans le réglage par mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures [Büh 86], [Mad 98].

$$U = U_{eq} + U_n \quad \text{III.6}$$

U_{eq} Correspond à la commande proposée par Filipov. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{max} et U_{min} (Figure III.7).

La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [Bek 10_1].

Figure III.7 Interprétation de U_{eq} .

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (l'équation III.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U .

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial t} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad \text{III.7}$$

En remplaçant les expressions (III.1) et (III.6) dans l'expression (III.7), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} (f(x,t) + B(x,t) \cdot U_{eq}(x,t)) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot U_n \quad \text{III.8}$$

Durant le mode glissant et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande

équivalente [Bek 10_1]:

$$U_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial t} \cdot f(x,t) \left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \right)^{-1} \quad \text{III.9}$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot U_n \neq 0 \quad \text{III.10}$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression (III.9) dans l'expression (III.8), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot U_n \quad \text{III.11}$$

Où la condition d'attractivité $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ devient [Ami 08] :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot U_n < 0 \quad \text{III.12}$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)$.

Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante [Bek 10_1]:

$$U_n = k \cdot \text{sign}(S(x,t)) \quad \text{III.13}$$

Où :

k : est un gain.

Le signe de k doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)$

Pour une fonction définie φ , l'expression de la fonction signe « sgn » est donnée par [Bek 09], [Bek 10_2], [Bek 13_1], [Bek 13_3] :

$$\text{sgn}(\varphi) = \begin{cases} 1, & \text{if } \varphi > 0 \\ 0, & \text{if } \varphi = 0 \\ -1, & \text{if } \varphi < 0 \end{cases} \quad \text{III.14}$$

La figure III.8 représente la fonction de la commande discrète de type relais :

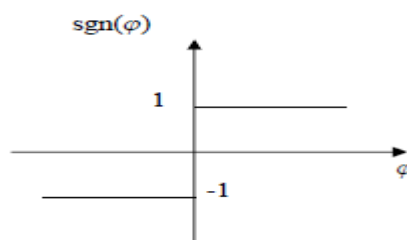


Figure III.8 Fonction sgn (Commande de type relais).

Le principal inconvénient de la commande de type relais réside dans le phénomène bien connu par le broutement soit en anglais "*chattering*". En régime permanent, ce dernier apparaît comme une oscillation de haute fréquence autour du point d'équilibre, à cause de la nature très discontinue de la fonction *signe* (sgn). Ce phénomène de *chattering* est un sérieux obstacle pour les applications de commande par mode glissant, car les oscillations dues à ce phénomène peuvent nuire le fonctionnement du circuit de puissance. Ce phénomène est presque toujours problématique et des efforts de recherche significatifs ont été dirigés de sorte à éliminer ou au

moins réduire ses effets. L'une des solutions envisagées consiste à introduire une bande d'arrêt autour de la surface de commutation. Pour ce faire, il suffit de substituer une fonction de *saturation* (*sat*), (figure III.9), par la fonction *signe* (*sgn*) dont les discontinuités au voisinage de zéro sont moins brutales. Cette fonction de saturation peut être exprimée par [Bek 10_1], [Bek 13_1], [Bek 13_3]:

$$sat(\varphi) = \begin{cases} 1, & si \varphi > \varepsilon \\ -1, & si \varphi < -\varepsilon \\ \frac{\varphi}{\varepsilon}, & si |\varphi| \leq \varepsilon \end{cases} \quad \text{III.15}$$

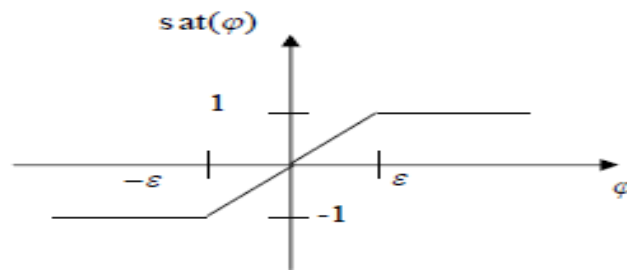


Figure III.9 Fonction de *saturation* (commande adoucie).

III.6. Application de la Commande par Mode Glissant au Contrôle de la Puissance Active et Réactive du GADA :

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode glissant avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissant au générateur asynchrone à double alimentation (GADA) afin de valider l'approche présentée par des résultats de simulation.

Alors, à partir du deuxième chapitre (partie de la commande vectorielle), on tire le système d'équations d'état du GADA suivant [Bek 13_3]:

$$P_s = V_s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot i_{rq} \quad \text{III.16}$$

$$Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - V_s \cdot \frac{V_s}{L_s} \cdot i_{rd} \quad \text{III.17}$$

$$\dot{i}_{rd} = -\frac{1}{\sigma \cdot Tr} \cdot i_{rd} + g \cdot \omega_s \cdot i_{rq} + \frac{1}{\sigma \cdot Lr} \cdot i_{rd} \quad \text{III.18}$$

$$\dot{i}_{rd} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{Tr} + \frac{M^2}{L_s \cdot T_s \cdot Lr} \right) \cdot i_{rq} - g \cdot \omega_s \cdot i_{rd} + \frac{1}{\sigma \cdot Lr} \cdot V_{rq} \quad \text{III.19}$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s.L_r}; Tr = \frac{L_r}{R_r}; g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}; Ts = \frac{L_s}{L_r}.$$

III.6.1. Commande Directe par Mode Glissant du GADA :

III.6.1.1. Surface de Régulation de la Puissance Active Statorique P_s :

L'erreur de la puissance active statorique est définie par [Bek 13_1]:

$$e = P_s^* - P_s \quad \text{III.20}$$

Pour $n=1$, la surface de la puissance active statorique peut être définie à partir de l'équation (III.20) comme suit :

$$S(P_s) = e = P_s^* - P_s \quad \text{III.21}$$

Sa dérivée :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^* - \dot{P}_s \quad \text{III.22}$$

En substituant l'expression de $\dot{P}_s$ de l'équation (III.16) dans l'équation (III.22), on trouve :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^* - \left(-V_s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot \dot{i}_{rq} \right) \quad \text{III.23}$$

En substituant l'expression de $\dot{i}_{rq}$ de l'équation (III.19) dans l'équation (III.23), on trouve :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^* + V_s \cdot \frac{M}{L_s.L_r.\sigma} (V_{rq}.R_r.i_{rq}) \quad \text{III.24}$$

On prend :

$$V_{rq} = V_{rq}^{eq} + V_{rq}^n \quad \text{III.25}$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a : $S(P_s) = 0$; $\dot{S}(P_s) = 0$; $V_{rq}^n = 0$;

Donc, la commande équivalente est donnée par :

$$V_{rq}^{eq} = Rr.i_{rq} - \dot{P}_s^* \cdot \frac{Ls.Lr.\sigma}{Vs.M} \quad \text{III.26}$$

Par conséquent :

$$V_{rq}^n = K_{V_{rq}}.sat(S(Ps)) \quad \text{III.27}$$

$K_{V_{rq}}$:constante positive.

III.6.1.2. Surface de Régulation de la Puissance Réactive Statorique Q_s :

L'erreur de la puissance réactive statorique est définie par [Bek 13_1]:

$$e = Q_s^* - Q_s \quad \text{III.28}$$

Pour $n=1$, la surface de la puissance réactive statorique peut être définie à partir de l'équation (III.2) comme suit :

$$S(Q_s) = e = Q_s^* - Q_s \quad \text{III.29}$$

Sa dérivée :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s \quad \text{III.30}$$

En substituant l'expression de $\dot{Q}_s$ de l'équation (III.17) dans l'équation (III.30), on trouve :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_s^* - \left(\frac{Vs^2}{\omega_s.Ls} - Vs \frac{M}{Ls} \cdot \dot{i}_{rd} \right) \quad \text{III.31}$$

En substituant l'expression de $\dot{i}_{rd}$ de l'équation (III.18) dans l'équation (III.31), on trouve :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_s^* + Vs \frac{M}{Ls.Lr.\sigma} \cdot (V_{rd} - Rr.i_{rd}) \quad \text{III.32}$$

On prend:

$$V_{rd} = V_{rd}^{eq} + V_{rd}^n \quad \text{III.33}$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a : $S(Q_s) = 0$; $\dot{S}(Q_s) = 0$; $V_{rd}^n = 0$;

Donc la commande équivalente est donnée par:

$$V_{rd}^{eq} = Rr.i_{rd} - \dot{Q}_s^* \cdot \frac{Ls.Lr.\sigma}{Vs.M} \quad \text{III.34}$$

Par conséquent :

$$V_{rd}^n = K_{V_{rd}}.sat(S(Qs)) \quad \text{III.35}$$

$K_{V_{rd}}$: constante positive.

Les figures III.10 et III.11 présentent, respectivement, le schéma fonctionnel de la commande directe par mode glissant appliquée au GADA et son équivalent sous l'environnement Matlab/Simulink.

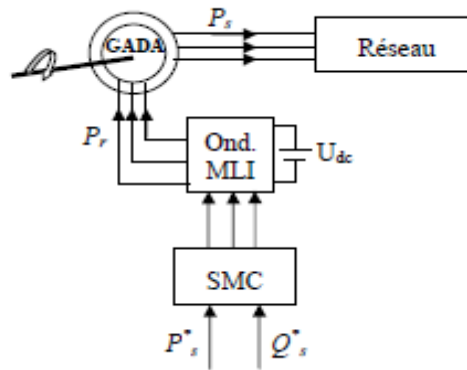


Figure III.10 Schéma fonctionnel de la commande directe par mode glissant appliquée au GADA.

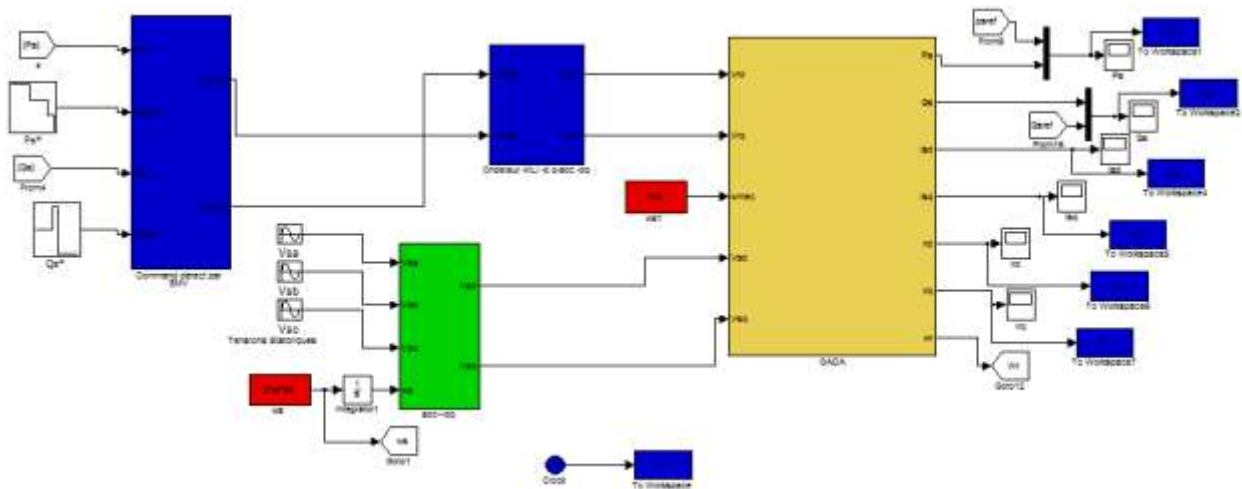


Figure III.11 Schéma fonctionnel de la commande directe par mode glissant appliquée au GADA sous l'environnement Matlab/Simulink.

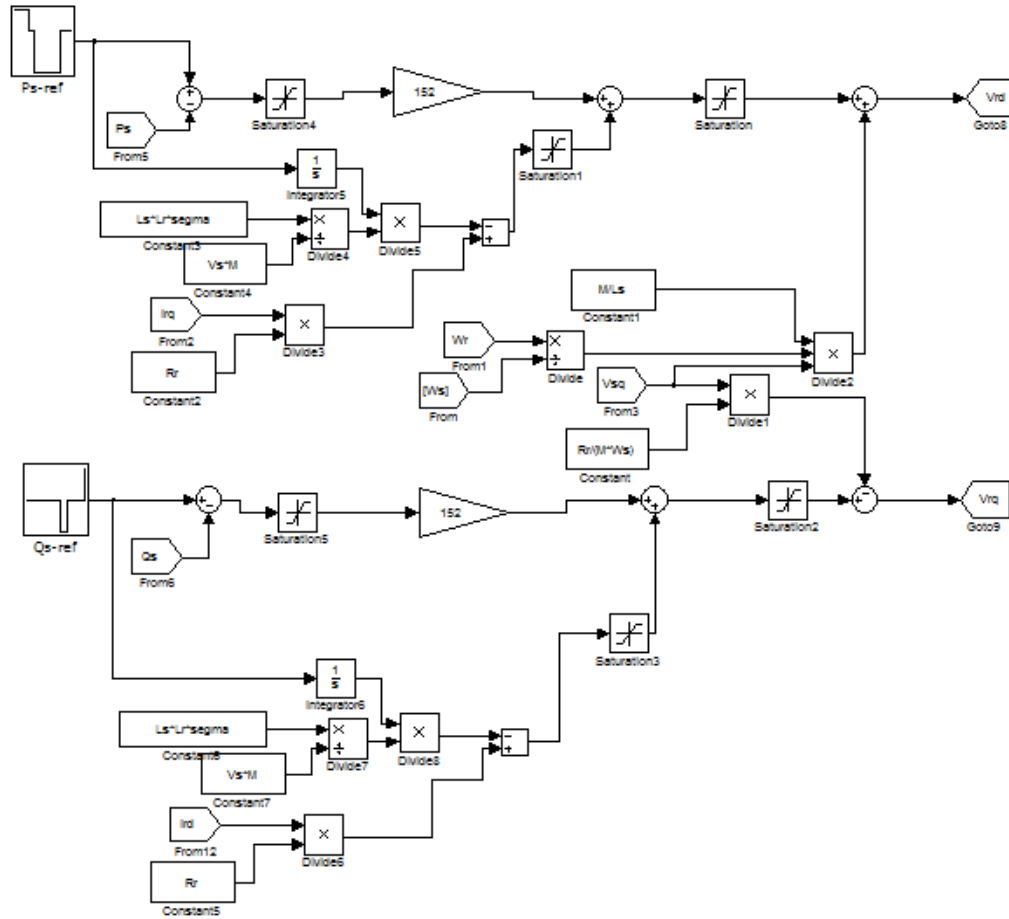


Figure III.12 Schéma bloc de sous-système "Commande Directe par SMC".

III.6.2. Commande Indirecte par Mode Glissant du GADA :

Les courants rotoriques i_{rq} et i_{rd} , sont respectivement les images des puissances statoriques active P_s et réactive Q_s , qui doivent poursuivre leurs courants de références [Bek 11].

III.6.2.1. Surface de Régulation du Courant Rotorique Quadrature i_{rq} :

L'erreur du courant rotorique quadrature i_{rq} est définie par [Bek 11] :

$$e = i_{rq}^* - i_{rq} \quad \text{III.36}$$

Pour $n = 1$, la surface du courant rotorique quadrature peut être définie à partir de l'équation (III.2) comme suit :

$$S(i_{rq}) = e = i_{rq}^* - i_{rq} \quad \text{III.37}$$

Sa dérivée :

$$\dot{S}(i_{rq}) = \dot{i}_{rq}^* - \dot{i}_{rq} \quad \text{III.38}$$

En substituant l'expression de $\dot{i}_{rq}$ de l'équation (III.19) dans l'équation (III.38), on trouve :

$$\dot{S}(i_{rq}) = \dot{i}_{rq}^* - \left(-\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{Tr} + \frac{M^2}{Ls.Lr.Ts} \right) i_{rq} - g.\omega_s.i_{rd} + \frac{1}{\sigma.Lr}.V_{rq} \right) \quad \text{III.39}$$

On prend :

$$V_{rq} = V_{rq}^{eq} + V_{rq}^n \quad \text{III.40}$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a : $S(i_{rq}) = 0$; $\dot{S}(i_{rq}) = 0$; $V_{rq}^n = 0$;

$$V_{rq}^{eq} = \left(\dot{i}_{rq}^* + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{Tr} + \frac{M^2}{Ls.Lr.Ts} \right) i_{rq} - g.\omega_s.i_{rd} \right) . \sigma.Lr \quad \text{III.41}$$

Par conséquent :

$$V_{rq}^n = K_{V_{rq}} . \text{sat}(S(i_{rq})) \quad \text{III.42}$$

$K_{V_{rq}}$: constante positive.

III.6.2.2. Surface de Régulation du Courant Rotorique Directe i_{rd} :

L'erreur du courant rotorique directe i_{rd} est définie par [Bek 11] :

$$e = i_{rd}^* - i_{rd} \quad \text{III.43}$$

Pour $n=1$, la surface du courant rotorique quadrature peut être définie à partir de l'équation (III.2) comme suit :

$$S(i_{rd}) = e = i_{rd}^* - i_{rd} \quad \text{III.44}$$

Sa dérivée :

$$\dot{S}(i_{rd}) = \dot{i}_{rd}^* - \dot{i}_{rd} \quad \text{III.45}$$

En substituant l'expression de $\dot{i}_{rd}$ de l'équation (III.19) dans l'équation (III.38), on trouve :

$$\dot{S}(i_{rd}) = \dot{i}_{rd}^* - \left(\frac{1}{\sigma.Tr} i_{rd} + g.\omega_s.i_{rq} + \frac{1}{\sigma.Lr} V_{rd} \right) \quad \text{III.46}$$

On prend :

$$V_{rd} = V_{rd}^{eq} + V_{rd}^n \quad \text{III.47}$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a : $S(i_{rd}) = 0$; $\dot{S}(i_{rd}) = 0$; $V_{rd}^n = 0$;

$$V_{rq}^{eq} = \left(\dot{i}_{rd}^* + \frac{1}{\sigma.Tr} i_{rd} + g.\omega_s.i_{rq} \right) \cdot \sigma.Lr \quad \text{III.48}$$

Par conséquent :

$$V_{rd}^n = K_{Vrd} \cdot \text{sat}(S(i_{rd})) \quad \text{III.49}$$

K_{Vrd} : constante positive.

Les figures III.13 et III.14 présentent, respectivement, le schéma bloc de réglage des courants rotoriques par mode glissant et son équivalent sous l'environnement Matlab/Simulink.

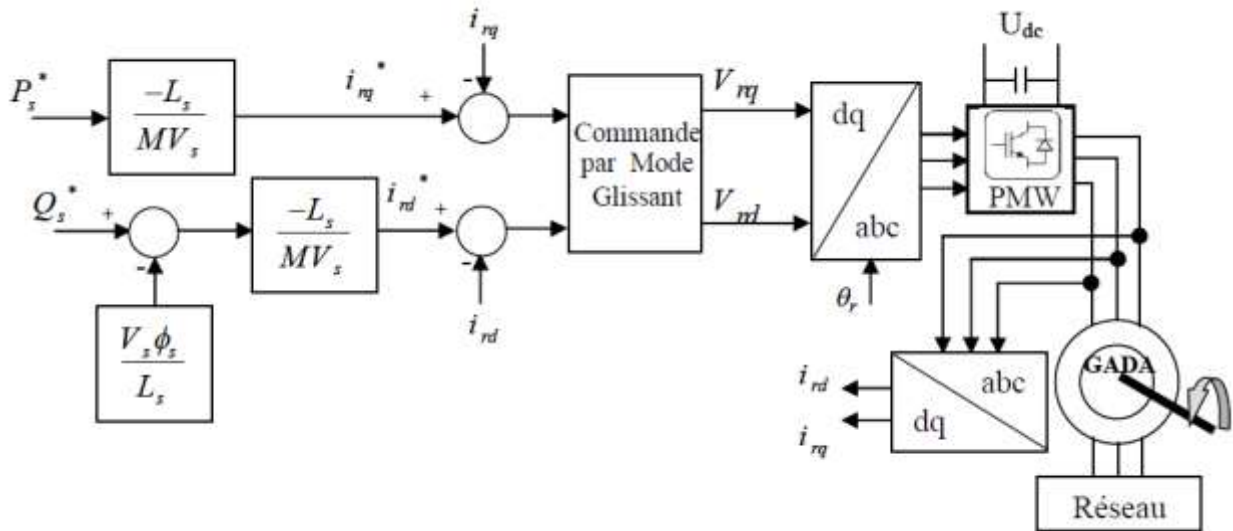


Figure III.13 Schéma fonctionnel de la commande indirecte par mode glissant appliquée au GADA.

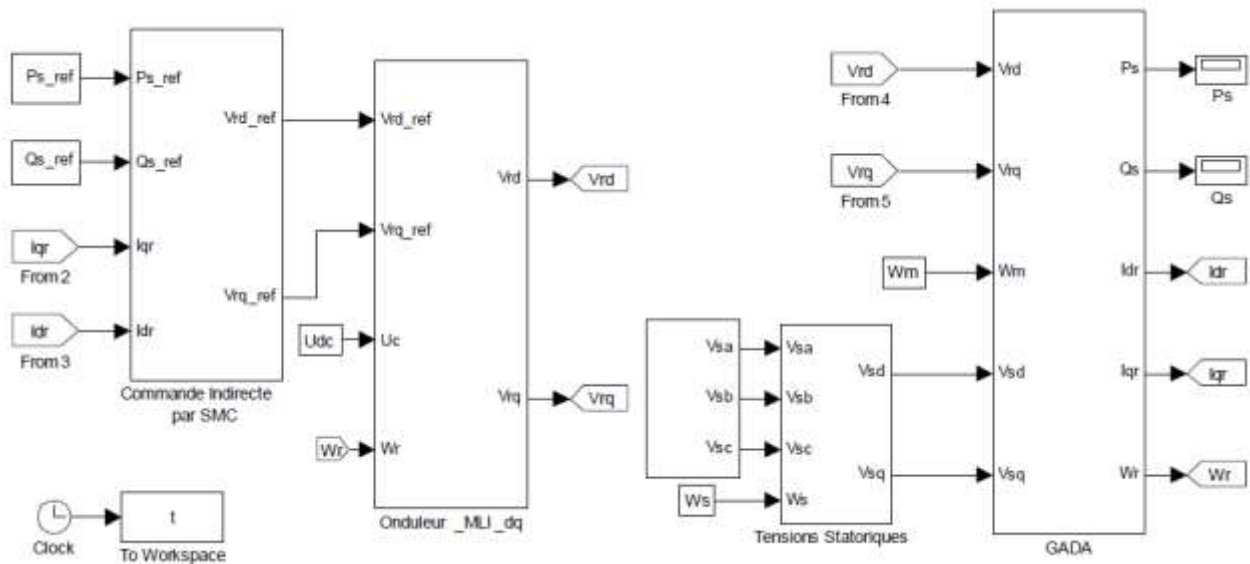


Figure III.14 Schéma fonctionnel de la commande indirecte par mode glissant appliquée au GADA sous l'environnement Matlab/Simulink.

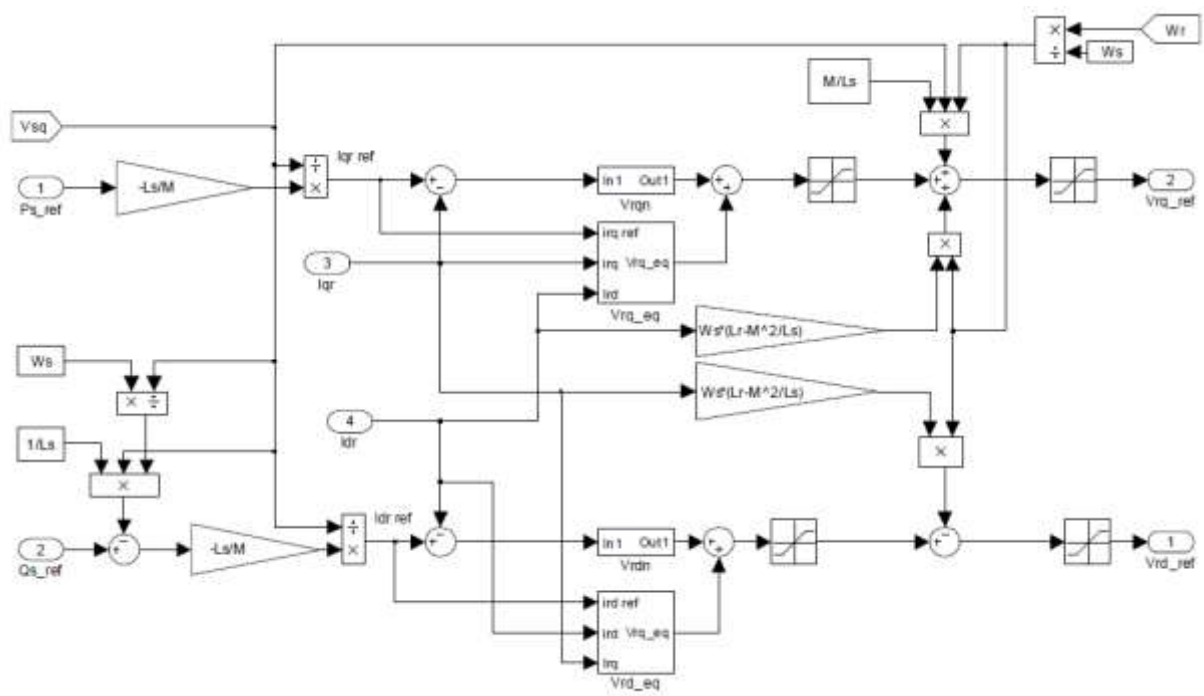


Figure III.15 Schéma bloc de sous-système "Commande Indirecte par SMC".

III.7. Résultats de Simulation :

III.7.1. Résultats de Simulation à Vitesse Constante :

Pour visualiser le comportement de la commande par mode glissant directe et indirecte, dans cette partie, nous avons soumis ces deux commandes à des échelons des puissances active et réactive.

Comme nous avons noté précédemment dans le deuxième chapitre, la vitesse mécanique qui entraîne le rotor du GADA est une vitesse fixe proche de la vitesse de synchronisme qui est égale à 152 rad/s (1452 tr/mn). Les échelons des puissances active et réactive appliqués à chaque type de commande du GADA, sont représentés dans le tableau III.1.

Tableau III.1 Echelons des puissances active et réactive appliqués à chaque type de commande SMC du GADA

Temps(s)	P_s^* (W)	Q_s^* (VAR)
0 à 0.5	-1000	0
0.5 à 0.7	-3000	0
0.7 à 1.2	-3000	-1000
1.2 à 1.4	-3000	0
1.4 à 1.6	-1000	0
1.6 à 2	-1000	1000

III.7.1.1. Commande Directe par SMC :

Les mêmes remarques qui nous avons dit précédemment dans le deuxième chapitre, les échelons des puissances active et réactive statoriques sont bien suivis, rapidement et sans dépassement par le générateur. Cependant les variations des échelons, on constate un bon découplage entre les deux axes de commande (d et q) avec des faibles oscillations (figure III.16 et III.17). Les figures III.18 et III.19 montrent que les courants obtenus au stator et au rotor sont de formes sinusoïdales, ce qui implique une énergie propre sans harmoniques fournie ou absorbée par le GADA.

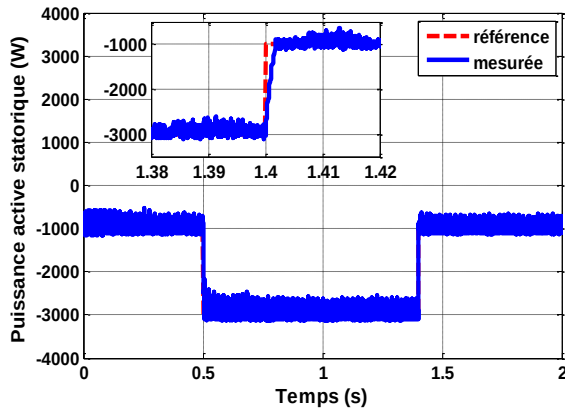


Figure III.16 Puissance réactive statorique de la commande directe par SMC

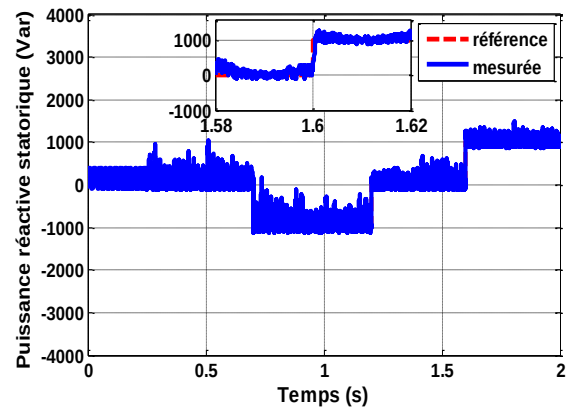


Figure III.17 Puissance active statorique de la commande directe par SMC

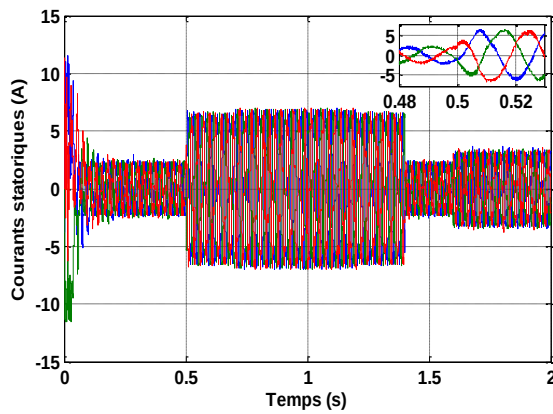


Figure III.18 Courants rotoriques de la commande directe par SMC

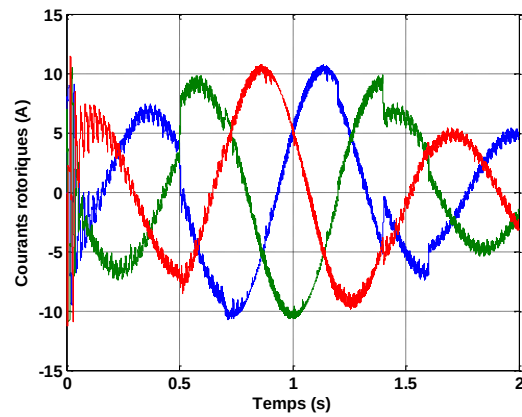


Figure III.19 Courants statoriques de la commande directe par SMC

III.7.1.2. Commande Indirecte par SMC :

Pour la commande indirecte, on applique les mêmes échelons des puissances active et réactive statoriques qui ont été utilisés dans la commande directe par SMC.

Les résultats obtenus montrent bien les grandes performances du contrôle indirect de la puissance active et réactive, ceci a été confirmé par le découplage parfait et la bonne poursuite (figures III.20 et III.21).

Les figures III.22 et III.23 montrent que les courants obtenus au stator et au rotor sont aussi de formes sinusoïdales.

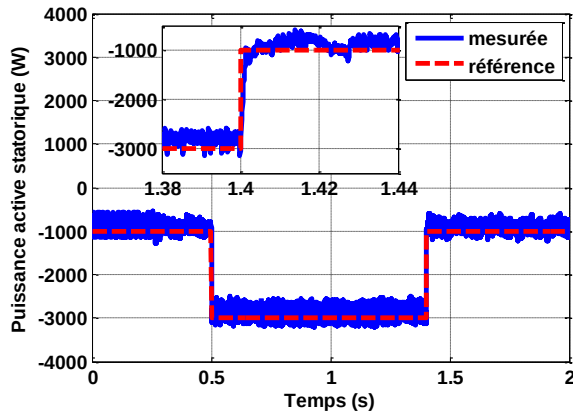


Figure III.20 Puissance réactive statorique de la commande indirecte par SMC

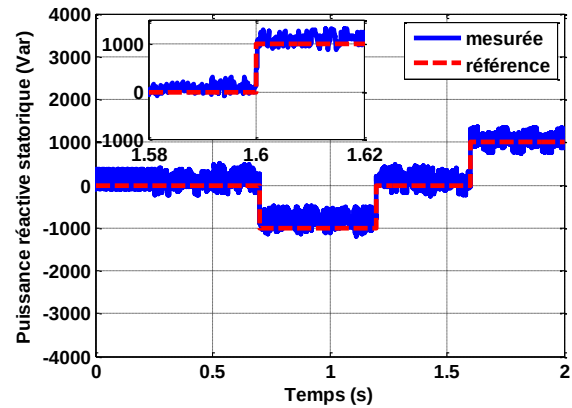


Figure III.21 Puissance active statorique de la commande indirecte par SMC

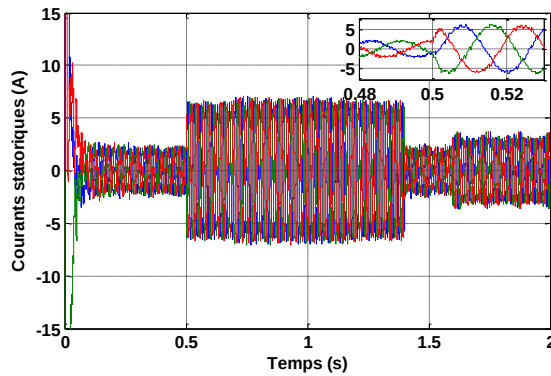


Figure III.22 Courants rotoriques de la commande indirecte par SMC

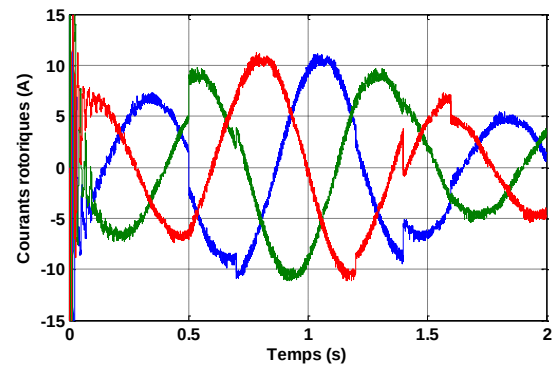


Figure III.23 Courants statoriques de la commande indirecte par SMC

III .8. Conclusion :

La théorie de la commande par mode glissant et son application au générateur asynchrone à double alimentation (GADA) pour le contrôle robuste des puissances active et réactive statoriques ont été présentées dans ce chapitre, où cette commande à une forme différente comparée à la commande vectorielle classique.

Les résultats de simulation montrent la fiabilité et la robustesse de cette commande qui est donnée un bon poursuivre de puissance active statorique sa référence, rapidement et sans dépassement avec une erreur près que négligeable.

Conclusion

Générale



CONCLUSION GENERALE

L'objectif principal de ce mémoire est d'étudier et de réaliser par la simulation numérique une commande robuste pour la régulation de la puissance active et réactive du générateur asynchrone à double alimentation (GADA).

Le **premier chapitre** de ce mémoire est consacré à une étude générale de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), ses applications, ses modes de fonctionnement et ses avantages. Nous avons exposé la modélisation de cette machine en utilisant la transformation de Park. Une étude comparative entre les deux types de fonctionnement Générateur a été effectuée dans le but de connaître le comportement de ce type de machine dans ses différents régimes de fonctionnement. Les résultats de simulation de ce modèle sur Matlab/Simulink.

Le GADA été destinée pour la production d'énergie électrique, il est donc très utile de raisonner en terme de puissance. Pour cela, la commande vectorielle élaborée dans le **deuxième chapitre** en puissance active et réactive statoriques. Dans cette partie, on a présenté l'étude théorique de la commande vectorielle, ou on a exprimée les grandeurs statoriques de la MADA en fonction des grandeurs rotoriques ayant pour but le pilotage de la MADA par le rotor. Le bon suivi des consignes pour les deux puissances statoriques "active et réactive" par les puissances réelles débitées par le stator de la machine a montré l'efficacité de la commande appliquée à priori la stratégie de régulation en MLI par un onduleur à deux niveaux alimenté par une source continue supposée parfaite.

Dans ce sens, notre contribution est de proposer une méthodologie de commande robuste liée aux systèmes à structures variables, qui a été détaillée dans le **troisième chapitre**, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques, vu que la commande par mode glissant est par nature une commande non linéaire et que leur loi de commande se modifié d'une manière discontinue, en l'occurrence, la commande par mode glissant. Ce contrôle est caractérisé par sa robustesse vis à vis des perturbations externes et internes. La surface de glissement est déterminée en fonction des performances désirées. Tandis que la loi de commande est choisie dans le but d'assurer les conditions de convergence et de glissement c'est à dire, l'attractivité et l'invariance des surfaces de commutation.

Conclusion Générale

Enfin l'étude du contrôle par mode glissant de la MADA présente une stratégie de commande appliquée au système de production d'énergie électrique équipée d'un générateur asynchrone à double alimentation. Cette technique trouve sa plus forte justification au problème d'utilisation d'une loi de commande non linéaire robuste aux incertitudes du modèle.

L'objectif est d'appliquer cette commande pour contrôler indépendamment des puissances actives et réactives générées par la machine asynchrone découplée par orientation du flux.

On peut donc conclure que la technique de commande par mode glissant utilisée pour la commande de la MADA a conduit à des bonnes performances, dans beaucoup de cas, on obtient une qualité de réglage meilleur par rapport à la commande vectorielle.

En guise de perspective de recherche, nous envisageons :

- L'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs pour la minimisation des harmoniques renvoyés au réseau.
- L'établissement d'un modèle de la MADA prenant en compte la saturation magnétique
- L'utilisation d'un algorithme de maximisation de la puissance captée par différentes techniques : logique floue, réseaux de neurones, mode glissant...etc.
- L'intégration éventuelle d'un système de stockage inertiel.
- L'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commande de la MADA.



Paramètres et caractéristiques de la GADA utilisée en simulation :

A.1 CARACTERISTIQUES:

$P = 4 \text{ KW}$

$220/380 \text{ V}$

$\dot{i}_{Sn} = 15/8.6 \text{ A}$

$f_s = 50\text{Hz}$

$\Omega = 1440 \text{ tr/min}$

A.2 PARAMETRES:

$R_s = 1.2 \Omega$

$R_R = 1.8 \Omega$

$L_s = 0.1554 \text{ H}$

$L_R = 0.1568 \text{ H}$

$M = 0.15 \text{ H}$

$j = 0.2 \text{ Kg.m}^2$

$p = 2$

Références



-A-

[ABD 06] B. ABDELOUHAB et H. Adel, « *Commande par mode de glissement d'une suspension active d'un véhicule* », PFE, Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2006.

[Abd 97] R. Abdessamed, M. Kadjoudj, "Modélisation des machines électriques," Presses de l'Université de Batna, 1997.

[Ami 08] H. Amimeur, "Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement," Thèse de Magister de l'Université de Batna, 2008.

[Aou 09] D. Aouzellag, K. Ghedamsi, E.M. Berkouk, "Network power flux control of a wind generator," *Renewable Energy*, Vol. 34, pp. 615-622, 2009.

[Al-R04] I. Al-Rouh, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone," Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.

[Akk 05] N. Akkari, "Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de tension," Thèse de magister de l'université de Batna, 2005.

-B-

[BOU 06] B. BOUKHEZZAR. « *Sur les stratégies de commande pour l'optimisation et la régulation de puissance des éoliennes à vitesse variable* ». Thèse de doctorat, université paris XI 2006.

[BET 03] F. BETIN, « *Commande d'actionneurs électriques soumis à une charge mécanique à fortes variations paramétriques* », Habilitation à diriger des recherches, Centre de Robotique d'Electrotechnique et d'Automatique (CREA) UPRES Equipe d'accueil 3299, Université de Picardie Jules Verne, 02880 Cuffies, France, 2003.

[BÜH 86] H. BÜHLER, « *Réglage par Mode de Glissement* », Presses Polytechniques Romandes, EPFL, Ecublens, Lausanne, Suisse, 1986.

[BOU 08] Omar BOUHALI, « *Contribution des convertisseurs multi niveaux au raccordement d'origine éolienne sur un réseau électrique* ». Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger 2008.

- [Bek 09] Y. Bekakra, D. Ben attous, "A sliding mode speed and flux control of a doubly fed induction machine," *Electrical and Electronics Engineering, IEEE Conference*, pp. I- 174 - I-178, 2009.
- [Bek 10_1] Y. Bekakra, "Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées," *Mémoire de Magister, Centre Universitaire d'El-Oued*, 2010.
- [Bek 10_2] Y. Bekakra, D. Ben attous, "Speed and flux control for DFOC of doubly fed induction machine using sliding mode controller," *Acta Electrotechnica et Informatica*, Vol. 10, No. 4, pp. 75-81, 2010.
- [Bek 11] Y. Bekakra D. Ben Attous, "Sliding mode controls of active and reactive power of a DFIG with MPPT for variable speed wind energy conversion," *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, Vol. 5, No. 12, pp. 2274-2286, 2011.
- [Bek 12] Y. Bekakra, D. Ben attous, "Comparison study between SVM and PWM inverter in sliding mode control of active and reactive power control of a DFIG for variable speed wind energy," *International Journal of Renewable Energy Research*, Vol. 2, No. 3, pp. 471-476, 2012.
- [Bek 13_1] Y. Bekakra, D. Ben attous, "Direct control of doubly fed induction generator fed by PWM converter with a variable structure control based on a sliding mode control," *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, Springer, Volume 5, Issue 3, pp. 213-218, September 2014.
- [Bek 13_2] Y. Bekakra, D. Ben attous, "Optimal tuning of PI controller using PSO optimization for indirect power control for DFIG based wind turbine with MPPT," *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, Springer, Volume 5, Issue 3, pp. 219-229, September 2014.
- [Bek 13_3] Y. Bekakra, D. Ben attous, "DFIG sliding mode control driven by wind turbine with using a SVM inverter for improve the quality of energy injected into the electrical grid," *ECTI Transactions on Electrical Eng., Electronics, and Communications*, Vol. 11, No. 1, pp. 63-75, February 2013.
- [Ben 98] D. Ben attous, A.Golea, R. Abdessemed, "Commande à structure variable par mode glissant pour la commande vectorielle d'un moteur asynchrone," *ICEL98*, 5-7 Octobre 1998, USTOran, Algérie.

[Bouh 06] M. Bouharkat, “Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique,” Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2006.

[Boy 06_1] A. Boyette, “Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne,” Thèse de doctorat de l'université de Henri Poincaré, Nancy I, Décembre 2006.

[Boy 06_2] A. Boyette, Ph. Poure and Sh. Saadate, “Direct and indirect control of a doubly fed induction generator wind turbine including a storage unit,” IECO'06, November 2006, Paris (CD Rom).

[Büh 86] H. Bühler, “Réglage par mode de glissement,” Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.

-C-

[Cha04] A. Chaiba, “Commande par logique floue de la machine asynchrone à double alimentation en tension,” Thèse de magister de l'université de Batna, 2004.

[CHO 01] H. S. CHOI, Y. H. PARK, Y. CHO and M. LEE, « *Global Sliding-Mode Control Improved Design for a Brushless DC Motor* », IEEE Control Systems Magazine, June 2001.

[CHE 90] M. CHERKAOUI, « *Contribution à la modélisation, à l'étude et à la commande des machines application à une machine asynchrone à double alimentation* », thèse de doctorat, Polytechnique de Lorraine 1990, France

-D-

[Dri 05_1] S. Drid, “Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : théorie & expérimentation,” Thèse de Doctorat de l'Université de Batna, Novembre 2005.

[Dri 05_2] S. Drid, M.S. Nait-Said and M. Tadjine, “Vector control of doubly fed induction motor based on the feedback linearization approach,” First International Conference on Electrical Systems PCSE'05, May 9-11 2005, Electrical Engineering Institute, Oum El Bouaghi University, Algeria.

-E-

[Edw 90] Y. Ho Edwardy, Pareshe. Sen, “A microcontroller based induction motor drive system using variable structure strategy with decoupling,” IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol. 37, No. 3, pp. 227-235, June 1990.

[Elb09] Y. Elbia, “Commande Floue Optimisée d’une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2009.

-F-

[FNA 06] M. A. FNAIECH, F. BETIN, F. FNAIECH, G. A. CAPOLINO, « *Sliding mode control for dual three-phase induction motor drives* », IEEE ISIE, Montréal, Québec, Canada, pp. 2281–2285, July 2006.

[FNA 96] H. S. KIM, J. H. PARK, Y. K. CHOI, « *Variable Structure Control of Brushless DC Motor using Evolution Strategy with Varying Search Space* », IEEE, 1996.

-H-

[Has 86_2] H. Hashimoto, H. Yamamoto, D. Yanagisawa, F. Harachima, “Brushless servomotor control using VSS approach,” IEEE TAS Annual Meeting, pp. 72-79, 1986.

[Hem05] K.E. Hemsas, S. Ikni., N. Khenfer and S. Leulmi, “Versions Neuronal et Neuroflou du filtre de Kalman étendu Pour l’Estimation Simultanée des Grandeurs Internes de la Machine Asynchrone,” First International Conference on Electrical Systems PCSE’05 May 9-11 2005, Electrical Engineering Institute, Oum El Bouaghi University, Algeria.

-K-

[Kho 06] S. Khoujet El Khil, “Commande vectorielle d’une machine asynchrone doublement alimentée (MADA),” Thèse de Doctorat, I.N.P de Toulouse, France, 2006.

[Kora 08] W. Korani “Tunning of PID controller using Particle Swarm Optimization” The MathWorks, 2008.

[KHA] F. KHATOUNIAN', E. MONMASSON, F. BERTHEREAU, E. DELALEAU, J.P. LOUIS, « *Control of a Doubly Fed Induction Generator for Aircraft Application* ». Univenité de Cergy, France.

[Khe 07] A. Kheldoun, “Amélioration des Performances d’un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté,” Thèse de doctorat de l’université de Boumerdès, 2007.

[Kum 05] V. Kumar, R.R.Joshi, “Hybrid Controller based Intelligent Speed Control of Induction Motor,” Journal of Theoretical and Applied Information Technology, pp 71-75, 2005.

-L-

[Laa 08] M. Laamayad Tahar, "Commande optimale d'une machine asynchrone apport de la logique floue," Mémoire de Magister de l'Université de Batna, 2008.

[Leo 97] W. Leonhard, "Control of electrical drives," 2nd Edition, Springer, New York, 1997.

-M

[Mam 75] E. Mamdani, "An Experiment in Linguistic Synthesis with Fuzzy Logic Controller," International Journal on Man-Machine Studies, Vol. 7, pp. 311-323, 1975.

[Mad 98] N. Madni, M. F. Benkhoris, "Sliding mode control of asynchronous motor drive," Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, 21-23 September 1998, Publication No. 456, IEEE 1998.

[MER 08] N. K. MERZOUK, « Quel avenir pour l'Energie Eolienne en Algérie ? », Bulletin des Energies Renouvelables N°14, CDER, 12/2008.

[Mer 08] E. Merabet, "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile," Thèse de magister de l'université de Batna, 2008.

-N-

[Nam 86] C. Namuduri, P.C. Sen, "A servo control system using a self controlled synchronous motor (SCSM) with sliding mode controller," IEEE IAS Annual Meeting, pp. 56-65, 1986.

[Nem 02] A. L. Nemmour; "Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation," Mémoire de Magister de l'Université de Batna, 2002.

-P-

[Pen 96_1] R. S. Pena, J. C. Clare, G. M. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its applications to variable-speed wind-energy generation," IEE Proceedings, Electrical Power Applications, Vol. 143, No. 3, pp. 231-241, May 1996.

[Pen 96_2] R. S. Pena, J. C. Clare, G. M. Asher, "Vector control of a variable speed doubly-fed induction machine for wind generation systems," EPE Journal, Vol. 6, No. 3-4, pp. 60-67, December 1996.

[Per 04] S. Peresada, A. Tilli, A. Tonielli, "Power control of a doubly fed induction machine via output feedback," Control Engineering Practice, Elsevier, Vol. 12, No. 1, pp. 41-57, 2004.

[BEN 07] H. BENSAAD, « *L'Energie Éolienne au service de la préservation et du développement durable de la steppe.* », Bulletin des Energies Renouvelables N°11, CDER, 06/2007.

[Poi 03] F. Poitiers, "Etude et commande de génératrice asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne - machine asynchrone à cage autonome - machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau," Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, 2003.

-S-

[Soe 03] J. Soens, K. DE Brabandere, J. Drissen, R. Belmans, "Doubly fed induction machine: operating regions and dynamic simulation," EPE 2003 Conference, Toulouse, France, Septembre 2003.

[Sal07] G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation," Thèse de doctorat de l'université de Toulouse Mars 2007.

-T-

[Tam 06] H. Tamrabet, "Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone," Thèse de magister de l'université de Batna, 2006.

-V-

[Vid04] P. E. Vidal, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation," Thèse de doctorat, Polytechnique de Toulouse, 2004.

-Q-

[QUA 08]. N. P. QUANG, J.-A. DITTRICH. « *Vector control of three-phase ac machines* ». Springer, 2008.

-Y-

[You 78] K. K. Young, "Controller design a manipulator using theory of variable structure systems," IEEE Trans. Syst. MAN. Cybe. Vol. SMC-8, N°. 2, 1978 .

[Yam 91] M. Yamamoto, O. Motoyoshi, "Active and reactive power control for doubly fed wound rotor induction generator," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. 4, October 1991.

-Z-

[ZAR 11] By B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, and S. Kouro «Power conversion and control of wind energy systems ». © 2011 the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. Published 2011 by John Wiley & Sons, Inc.